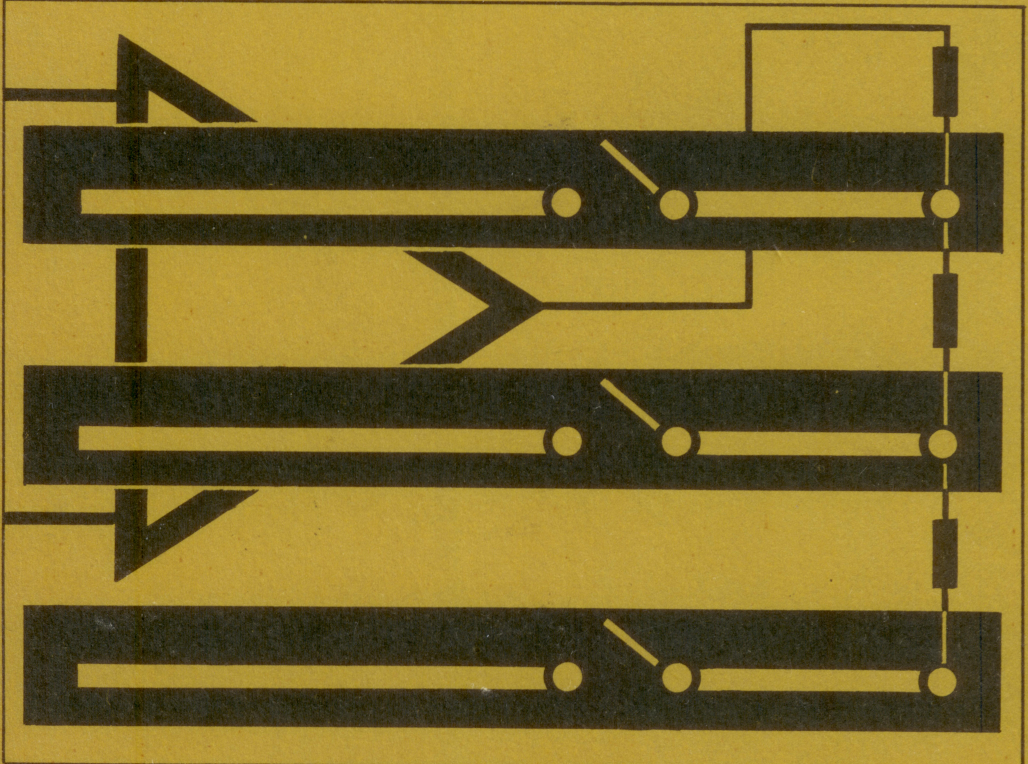
П. Шкритек

Справочное руководство по звуковой схемотехнике



Издательство «Мир»

Справочное руководство
по звуковой схемотехнике

Paul Skritek

Handbuch der Audio-Schaltungstechnik

Berechnungsmethoden, Meßverfahren, Schaltungsentwicklung, digitate Tonverarbeitung

Franzis'

П. Шкритек

Справочное руководство по звуковой схемотехнике

Методы расчета, способы измерений разработка схем, цифровая обработка звуковых сигналов

Перевод с немецкого И. Д. Гурвица

под редакцией канд. техн. наук А. С. Городникова

Москва «Мир» 1991

ББК К 32.973.01
Ш67
УДК 681.841.2

Шкритек П.

Ш67 Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем.-М.: Мир, 1991.-446 с: ил.
ISBN 5-03-001603-1

Книга специалиста из ФРГ, в которой изложен обширный материал по схемотехнике и электронным компонентам для звуковой аппаратуры. Анализируются характеристики звуковых систем, методы снижения уровня искажений и шумов. Большое внимание уделяется традиционной аналоговой схемотехнике. В то же время значительная часть книги посвящена цифровым методам, применяемым в звуковой технике. Рассматриваются цифровые методы управления, цифровая передача звука, техника записи и воспроизведения на компакт-дисках. В приложении приведены программы на Бейсике для расчета цепей, трансформаторов, выпрямителей, а также шумов и нелинейных искажений.

Для разработчиков промышленной звуковой аппаратуры. а также квалифицированных радиолюбителей.

Ш $\frac{2302020200 \quad 069}{041(01)-91}$ 117–90 **ББК 32.973.01**

Редакция литературы по новой технике

ISBN 5 03 001603 1 (русск.)
ISBN 3-7723 8731 4 (нем.)

От редактора перевода

Звукотехника является одной из областей массовой технологической деятельности, при которой средствами электроники осуществляется обработка, накопление и распространение в электрической форме сигналов звукового диапазона частот. Современная звукотехника направлена на удовлетворение потребностей человека в знаниях, культуре, образовании. Благодаря повсеместному распространению звукотехнических устройств в сочетании со средствами массовой аудиовизуальной информации и коммуникации формируется та содержательная часть окружающей человека искусственной акустической среды, которая оказывает, как правило, позитивное рациональное и эмоциональное воздействие на людей (независимо от национальности, места жительства, профессии, возраста).

Несмотря на триумфальное шествие многопрограммного телевидения, бурное развитие видеоиндустрии (только за последнее десятилетие вошли в быт слова: видеомагнитофон, видеопроигрыватель, видеокамера), позиции звукотехники по-прежнему прочны. Мировой выпуск разнообразных звукотехнических изделий достигает сотен миллионов единиц в год, а в каждом из упомянутых выше видеоустройств есть звуковой канал. Более того, в связи с процессом массовой компьютеризации в будущем многие виды человеческой деятельности будут связаны с интенсивными визуальными нагрузками в ходе работы с персональными ЭВМ. После работы далеко не каждый станет отдыхать, глядя на очень похожий на дисплей ЭВМ экран домашнего телевизора, даже если этот экран будет давать изображение высокой четкости. Поэтому способность «мягкого», информационного и эстетического звукового воздействия, не препятствующего другим видам человеческой деятельности, определяет долгосрочные перспективы развития для звукотехники как весьма благоприятные.

Массовое применение, одинаковое назначение и общие принципы функционирования звукотехнических устройств означают, что научно-технические, учебно-методические и справочные сведения о звукотехнике с одинаковым успехом могут быть как созданы, так и использованы в любой стране мира.

Настоящая книга как раз и содержит в себе обобщенный опыт мировой схемотехники звуковых устройств, представляет собой развернутое, систематическое изложение «электронной» звукотехники, т.е. физических принципов; методов расчета и особенностей построения электронных схем, каскадов, узлов; законченных устройств и систем, предназначенных для усиления, обработки, передачи и записи электрических сигналов звука.

Автор книги П. Шкритек принадлежит к представителям западноевропейской немецкоязычной звукотехнической школы, которая имеет известные традиции с начала нашего столетия. Наряду с всесторонним, систематическим рассмотрением основных аспектов аналоговой звукотехники автор методически удачно изложил сравнительно новые и весьма актуальные принципы функционирования и реализации цифровых звукотехнических каскадов, устройств и систем, нашедших широкое применение лишь в течение последнего десятилетия.

Несомненные методические достоинства, широта охвата материала, современный уровень, обширный иллюстративный материал, достаточно доступный, но в то же время строгий уровень изложения широкого круга схемотехнических решений делают данное «Справочное руководство...» пригодным как для повседневного использования в аудитории профессиональных читателей (инженеров-разработчиков), так и для

преподавателей, аспирантов, студентов вузов и техникумов, подготовленных радиолюбителей, а также многих потребителей, кто хотел бы расширить и углубить свои знания в современной звуковой схемотехнике.

Начинается книга с изложения общих положений системотехники, кратких, но необходимых сведений из теории линейных и нелинейных электрических цепей, основ радиотехники, необходимых для расчета режимов работы, определения различных видов искажений и шумов в типовых активных и пассивных элементах электронных схем. Основной объем книги уделен глубокому энциклопедическому изложению принципов расчета, построения и функционирования звуковых усилительных схем самого различного назначения на биполярных и полевых транзисторах, на операционных усилителях. Это и понятно с практической точки зрения, ведь усилитель является самым распространенным элементом в звуковой схемотехнике. Прогресс в радиотехнике, вычислительной технике и микроэлектронике способствовал появлению и массовому распространению цифровой технологии обработки информации сначала в профессиональной, а затем и в бытовой звукотехнике. Заинтересованные читатели увидят в книге развернутое изложение основ цифровой обработки звуковых сигналов, а также описание ряда новых звукотехнических устройств и систем, таких, как лазерные проигрыватели цифровых компакт-дисков, цифровые магнитофоны, цифровые звуковые процессоры, цифровое радиовещание.

Особый практический интерес для реализации звукотехнических устройств представляют разнообразные справочные сведения и программы расчета для персональных ЭВМ, приведенные в многочисленных приложениях к данной книге.

При переводе были полностью сохранены обозначения и буквенные индексы, принятые автором. Можно отметить существенное влияние англоязычной терминологии на стиль изложения в оригинале книги, что лишь подтверждает интернациональный характер современной звукотехники (хотя и осложняет работу переводчика и редактора необходимостью трехъязычного обращения).

Перевод книги выполнен И. Д. Гурвицем. Редактор перевода выражает глубокую благодарность Н. С. Нестеренко за внимательное критическое прочтение рукописи перевода, проработку математического аппарата и имеющихся в книге программ, а также за составление предметного указателя.

А. С. Городников

Предисловие автора

Современная звукотехника развивается в двух основных направлениях. Во-первых, это все более расширяющееся применение интегральных схем и, во-вторых, использование цифровой техники не только для управления и регулирования, но и для передачи сигналов. Современные способы передачи и записи звука, реализованные, например, в системе компакт-диск, потребовали аналоговых усилителей с весьма высокими показателями качества: динамическим диапазоном до 100 дБ и коэффициентом нелинейных искажений около 0,002%. Управляющие звенья, где все чаще используются средства цифровой техники,- это такие электронные устройства, как, например, переключатели, регуляторы громкости, тембра и т. п. Быстро прогрессирующие возможности интегральной схемотехники прежде всего используются в указанных областях.

Совершенствующиеся методы анализа звукотехнических схем позволяют вскрывать все новые причины, приводящие к искажениям при воспроизведении. Решающую роль при анализе электронных схем звукового оборудования играют расчеты и моделирование на ЭВМ, а при конструировании – машинное проектирование. Значителен прогресс и в технике звукотехнических измерений. Только благодаря новым методам и средствам измерений стало возможным объективное подтверждение самых различных эффектов, предсказуемых на основе расчетов. В качестве примера здесь можно упомянуть «динамические интермодуляционные искажения».

Исходным материалом для настоящей книги послужил многолетний опыт лабораторного практикума со студентами по курсу «Звуковая техника», а также собственные исследования в этой области. В книге изложены основы звукотехники, описаны возможности практической реализации всевозможных схем, но она не является сборником готовых схем, рекомендуемых для воплощения в конкретных устройствах. Автором сделана попытка на конкретных примерах охарактеризовать современную схемотехнику звуковых устройств и показать, что большинство воспринимаемых на слух видов искажений звучания могут быть заранее предсказаны на основании анализа схемных решений и, следовательно, объяснены.

Книга адресуется широкому кругу читателей – от радиолюбителей, интересы которых не ограничиваются только реализацией звуковых устройств по готовым схемам, до профессиональных разработчиков звукотехнической аппаратуры.

В начале книги кратко изложены некоторые положения системотехники. Этим автор подчеркивает ее роль и значение, которые специалисты-звукотехники, увы, не всегда отмечают. Здесь можно упомянуть связь между амплитудными и фазовыми частотными характеристиками систем, с одной стороны, и временными свойствами – с другой, взаимозависимость параметров систем с обратной связью, сущность и влияние на конечный эффект нелинейных искажений, шума и т.д. Один из центральных вопросов, которому в книге уделено достаточно много места, – схемотехника предварительных и оконечных усилителей звуковых частот, переключателей в звуковых цепях, регуляторов тембра. Приведенные расчетные формулы позволяют проводить простые и несколько усложненные расчеты элементов схем с помощью калькуляторов и персональных ЭВМ, получать результаты в виде таблиц или графиков. Отдельный раздел посвящен схемам пороговых и компандерных шумоподавителей. Что касается цифровых устройств, то их схемотехника более подробно рассмотрена на примерах системы записи и воспроизведения звука на компакт-диске, цифровых управляющих и информационных звуковых интерфейсах. В приложениях приведены основные параметры

некоторых звукотехнических систем и перечни их элементов. В заключительной главе приведены программы на языке Бейсик для расчетов и проектирования схем на ЭВМ. За разработку этих программ автор выражает благодарность инженеру Роберту Мессаросу.

Особую благодарность автор выражает всем фирмам, которые, предоставив свою техническую документацию, комплектующие изделия и отдельно собранные устройства, в значительной степени способствовали выходу книги в свет. Ограниченный объем книги и ее разделов не позволил со всей полнотой осветить все относящиеся к теме вопросы, некоторые из них рассмотрены в самых общих чертах. Объяснением здесь может служить стремление автора удержать объем книги в разумных пределах.

П. Шкритек

1. Введение

Звукотехнические устройства предназначены для преобразования акустических сигналов в электрические, их обработки и обратного преобразования в звуковые. В книге рассмотрены преимущественно аналоговые устройства обработки сигналов в полосе звуковых частот от 20 до 20 000 Гц.

На рис. 1.1 в общем виде показана структурная схема системы звукопередачи, на которой в виде отдельных блоков выделены устройства, описываемые в книге. В начале любой системы звукопередачи, как правило, находится предварительный усилитель, основные назначения **которого – увеличить** уровень входных сигналов и согласовать выходное сопротивление источника и входное сопротивление усилителя. Далее после переключателя источников сигналов следуют устройства индивидуальной обработки сигналов, коррекции частотной характеристики и, наконец, оконечные мощные усилительные каскады, которые увеличивают мощность сигналов на выходе до уровня, достаточного для возбуждения выходных электроакустических преобразователей. Условные обозначения основных элементов электрических схем рассматриваемых устройств приведены в Приложении А5. В Приложении А6 указаны уровни сигналов на входах и выходах некоторых электроакустических устройств; в Приложении А7 даются электрические и конструктивные данные ряда соединительных элементов, используемых в звукотехнике.

При обработке сигналов в электронных звуковых устройствах стремятся по возможности более полно сохранить содержащуюся в сигналах информацию. При этом объективная оценка качества звукотехнических устройств осуществляется по следующим основным показателям:

- линейные искажения (неравномерность амплитудно- и фазо-частотной характеристик),
- нелинейные искажения и паразитная модуляция (появление новых составляющих

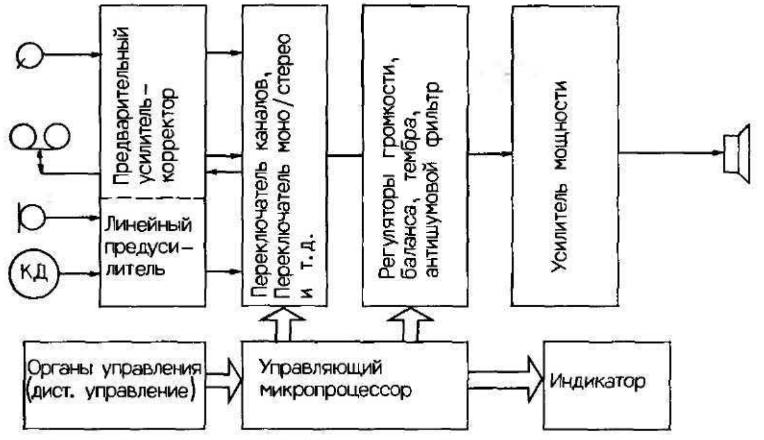


Рис. 1.1. Обобщенная структурная схема звуковых устройств, рассматриваемых в книге.

в частотном спектре сигнала, вариации уровня и частоты передаваемых сигналов - детонация),
- относительный уровень помех (отношение сигнал/помеха).

Минимальные требования к этим показателям для бытовых электроакустических устройств высшего класса качества (Hi-Fi) определены национальным стандартом ФРГ DIN 45500 (Приложение А8). Ориентиром же при разработке новых устройств должны служить параметры, доступные цифровым звукотехническим устройствам. Так, например, в цифровых 16-разрядных звуковых системах, к которым, в частности, относится система оптической звукозаписи на компакт-диск, отношение сигнал/шум достигает 96 дБ, а коэффициент нелинейных искажений при максимальном уровне сигнала составляет около 0,0015%. Существует целая группа бытовых электроакустических устройств пониженного класса качества (так называемых «недорогих»), к которой относятся миниатюрные кассетные магнитофоны (типа Walkman), простые автомобильные радиоприемники, но и к ним требования в отношении качества звуковоспроизведения также быстро возрастают.

2. Линейные системы

Цель широко используемых методов обработки звуковых сигналов состоит в том, чтобы по возможности более полно сохранить содержащуюся в сигналах информацию, о чем упоминалось выше. Прежде всего это касается формы сигнала во времени и его спектрального состава. В общем виде система звукопередачи может быть представлена структурной схемой, изображенной на рис. 2.0.1.

Взаимосвязь между выходными и входными величинами системы описывается передаточной характеристикой. Для сохранения при обработке исходных свойств электрического сигнала принципиально необходимо, чтобы передаточная характеристика системы была линейной («линейная система»). Особенностью линейных систем является то, что они не вносят в выходной сигнал новых по сравнению со входным сигналом спектральных составляющих (гармоники, комбинационные составляющие).

Ниже мы будем рассматривать непрерывные во времени (аналоговые) сигналы и системы, передаточные свойства которых во времени не изменяются (инвариантные системы).

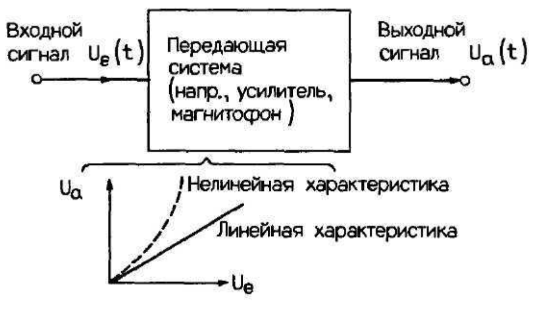


Рис. 2.0.1. Обобщенная структурная схема системы звукопередачи.

2.1. Представление сигналов в частотной области

Используемые для описания передаточных свойств частотные характеристики, строго говоря, справедливы лишь для инвариантных во времени систем. В случае линейной передаточной характеристики входной сигнал можно разложить на отдельные спектральные составляющие (например, на гармонические составляющие с помощью преобразования Фурье), рассчитать для каждой составляющей усиление и сдвиг по фазе (влияние канала передачи), а затем суммировать из них выходной сигнал. Если известна передаточная функция для каждой частотной составляющей, то можно рассчитать спектральную и временную формы суммарного выходного сигнала при любом его виде на входе системы [2.1].

Вместо рассмотрения во временной области таких параметров, как напряжение $u(t)$, ток $i(t)$, импульсная $G(t)$ и переходная $\sigma(t)$ характеристики системы передачи и т. д., часто используется анализ систем в частотной области, который проще первого и более нагляден. Взаимосвязь между временной функцией $f(t)$ и ее отображением в частотной

области $\underline{F}$ однозначно характеризуется преобразованием Фурье–Лапласа (см. литературу к разд. 2.8)

$$f(t) \Rightarrow \underline{F}(j\omega) \Rightarrow \underline{F}(p). \tag{2.1.1}$$

Рассмотрим, как преобразование Лапласа $\underline{F}(p)$ используется для расчета временной функции сигнала $f(t)$. Сначала рассчитывается отношение выходной величины Y ко входной $\underline{X}$ для комплексной частоты $p = \sigma + /\text{со}$

$$\frac{\underline{Y}(p)}{\underline{X}(p)} = \underline{H}(p). \tag{2.1.2}$$

Затем после простой подстановки

$$p = j\omega, \quad \omega = 2\pi f = 6{,}283 f \tag{2.1.3}$$

получают так называемый «комплексный вектор»

$$\underline{H}(p) \Rightarrow \underline{H}(j\omega) = H(\omega)\,e^{j\varphi(\omega)}. \tag{2.1.4}$$

Его модуль H(со) характеризует амплитудные свойства системы передачи, а аргумент (фаза) $\varphi(\omega)$ - разность фаз между входным и выходным сигналами, представляющими собой гармоническое колебание с частотой $/= \omega/2\pi$. (При этом сигналы $\underline{Y}(j\omega) = Y(\omega)\,e^{j\varphi_y(\omega)}$ и $X(j\omega) = X(\omega)\,e^{j\varphi_x(\omega)}$ такжехарактеризуются своими комплексными векторами.) Таким образом, можно однозначно определить амплитуду У(со) и фазу $\varphi_y(\omega)$ сигнала любой частоты со = *2nf.*

Ток, напряжение, полное сопротивление (импеданс)

Взаимосвязь между током и напряжением в двухполюснике определяется импедансом цепи $\underline{Z}(p)$ или его обратной величиной–проводимостью (адмитансом) $Y(p) = 1/\underline{Z}(p)$

$$\underline{U}(p) = \underline{Z}(p)\cdot\underline{I}(p); \quad \underline{I}(p) = \underline{Y}(p)\cdot\underline{U}(p) = \frac{\underline{U}(p)}{\underline{Z}(p)}, \tag{2.1.5}$$

где $Z(p) = R$- для активного сопротивления (резистора) R, $\underline{Z}(p) = pL$*для* катушки индуктивности L, $Z\{p) = 1/pC$–для емкости (конденсатора) С, а $p = j\omega$–оператор или единичный вектор.

Теперь взаимосвязь между напряжением, импедансом и током приобретает вид

$$\underline{U}(j\omega) = \underline{Z}(j\omega)\cdot.\ \underline{I}(j\omega),\ \underline{I}(j\omega) = \underline{Y}(j\omega)\cdot\underline{U}(j\omega) = \frac{\underline{U}(j\omega)}{\underline{Z}(j\omega)}. \tag{2.1.6}$$

Здесь $\underline{Z}(j\omega) = R$–для активного сопротивления R, $Z(j\omega) = j\omega L$ для индуктивности L, $\underline{Z}(j\omega) = 1/j\omega C$–для емкости C.

(Для функций $U(p)$, $\underline{I}(p)$ и соответственно $U(j\omega)$ и $I(j\omega)$ справедливы те же линейные взаимозависимости, что и для временных функций, например уравнения Кирхгофа для расчета токов и напряжений в разветвленных цепях.) Например, импеданс катушки индуктивности $\underline{Z}(p) = pL$ и

$$\underline{Z}(j\omega) = j\omega L = \omega L e^{j\pi/2} = \omega L\cdot e^{j90^\circ} = 2\pi f L\cdot e^{j90^\circ} = Ze^{j\varphi} \tag{2.1.7}$$

в случае гармонических сигналов имеет модуль Z = $2\pi fL$, пропорциональный частоте, и постоянный сдвиг фазы φ на 90°. Выражение для тока имеет вид

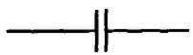
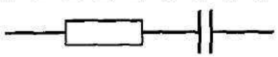
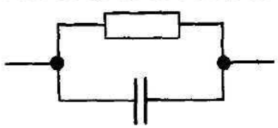
Элемент схемы	$Z(p)$	$Z(j\omega) = R + jX$	Активное сопротивление	Реактивное сопротивление	Модуль $\lvert Z(j\omega)\rvert = \sqrt{R^2 + X^2}$
	R	R	R	–	R
	pL	$j\omega L = j2\pi f L$	–	$X = \omega L = 2\pi f L$ $\frac{X}{\text{Ом}} = 6{,}283 \cdot \frac{f}{\text{Гц}} \cdot \frac{L}{\text{Гн}}$	$X = 2\pi f L$
	$\frac{1}{pC}$	$\frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{2\pi f C}$	–	$X = \frac{-1}{\omega C} = \frac{-1}{2\pi f C}$ $\frac{X}{\text{Ом}} = \frac{1}{6{,}283} \times$ $\times \frac{1}{f/\text{Гц} \cdot C/\text{Гн}}$	$X = \frac{1}{2\pi f C}$
	$R + \frac{1}{pC}$	$R + \frac{1}{j\omega C}$	R	$\frac{-1}{\omega C} = \frac{-1}{2\pi f C}$	$\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$
	$\frac{R}{1 + pRC}$	$\frac{R}{1 + j\omega RC} =$ $= \frac{R(1 - j\omega RC)}{1 + (\omega RC)^2}$	$\frac{R}{1 + (\omega RC)^2}$	$\frac{-j\omega R^2 C}{1 + (\omega RC)^2}$	$\frac{R\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}{1 + (\omega RC)^2}$

Рис. 2.1.1. Импедансы $\underline{Z}$ некоторых двухполюсников, активные и реактивные сопротивления, их модули.

$$i(t) = \hat{I}\cdot\cos(2\pi ft + \varphi_i) \Rightarrow \underline{I}(j\omega) = \hat{I}\cdot e^{j\varphi_i}, \tag{2.1.8}$$

а напряжение

$$\underline{U}(j\omega) = \hat{U}e^{j\varphi_u} = \underline{Z}(j\omega)\cdot\underline{I}(j\omega) = j2\pi fL\cdot\hat{I}e^{j\varphi_i} = 2\pi fLe^{j\pi/2}\cdot\hat{I}e^{j\varphi_i} = 2\pi fL\hat{I}\cdot e^{j(\varphi_i+\pi/2)}, \tag{2.1.9}$$
$$\hat{U} = 2\pi fL\hat{I};\quad \varphi_u = \varphi_i + 90^\circ.$$

Таким образом, временная функция напряжения

$$u(t) = \hat{U}\cos(2\pi ft + \varphi_u) \Rightarrow \underline{U}(j\omega) = \hat{U}e^{j\varphi_u}$$

имеет частотно-зависимую амплитуду $\hat{U} = 2\pi fL\hat{I}$ и постоянный сдвиг фазы относительно тока на 90°, который не зависит от частоты, $\varphi_u = \varphi_i + 90^\circ$.

Значения импедансов $\underline{Z}(p)$, и соответственно $\underline{Z}(j\omega)$, для основных пассивных элементов схем приведены в таблице на рис. 2.1.1. Вместо модуля (амплитуды) и аргумента (фазы) в комплексных выражениях фигурируют активная и реактивная составляющие. Выражения импедансов $\underline{Z}(j\omega)$ и адмитансов $\underline{Y}(j\omega)$ принимают вид

$$\underline{Z} = Ze^{j\varphi_Z} = R + jX,\quad \underline{Y} = Ye^{j\varphi_Y} = G + jB,$$
$$Z = \sqrt{R^2 + X^2};\quad Y = \sqrt{G^2 + B^2},\quad \varphi_Z = \operatorname{arctg}\left(\frac{X}{R}\right);\quad \varphi_Y = \operatorname{arctg}\left(\frac{B}{G}\right), \tag{2.1.10}$$
$$R = Z\cdot\cos(\varphi_Z);\quad G = Y\cdot\cos(\varphi_Y),\quad X = Z\cdot\sin(\varphi_Z);\quad B = Y\cdot\sin(\varphi_Y),$$

где R – **активное** сопротивление, X – **реактивное** сопротивление (реактанс), G – **активная** проводимость и B-реактивная проводимость. Подставляя $\underline{Z} = 1/\underline{Y}$, получим и другие выражения этих взаимозависимостей

$$Y = 1/Z;\quad \varphi_Y = -\varphi_Z;\quad R = \frac{G}{G^2 + B^2};\quad X = \frac{-B}{G^2 + B^2},$$
$$G = \frac{R}{R^2 + X^2};\quad B = \frac{-X}{G^2 + B^2}. \tag{2.1.11}$$

2.2. Амплитудно- и фазо-частотная характеристики

В комплексном виде передаточная функция $\underline{H}(p)$ определяет зависящее от частоты отношение выходной величины $\underline{Y}(p)$ ко входной $\underline{X}(p)$, одновременно характеризуя их амплитудные и фазовые значения:

$$\underline{H}(p) = H_0\cdot\frac{1 + a_1p + a_2p^2 + \dots}{1 + b_1p + b_2p^2 + \dots},$$
$$p = j\omega:\quad \underline{H}(j\omega) = H_0\cdot\frac{1 + j\omega a_1 - \omega^2a_2 + \dots}{1 + j\omega b_1 - \omega^2b_2 + \dots} = H(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \tag{2.2.1}$$

Нулевыми считают такие значения p, при которых функция $\underline{H}(p) = 0$, т. е. когда числитель равен нулю или **знаменатель – бесконечности**. И наоборот, полюсами называют такие значения, при которых функция $\underline{H}(p) \to \infty$, т. е. когда знаменатель становится равным нулю или числитель стремится к бесконечности.

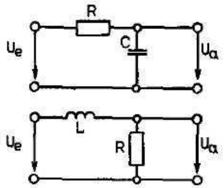
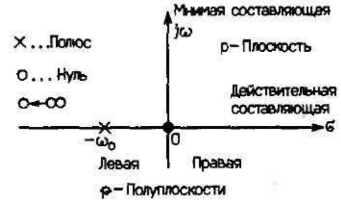
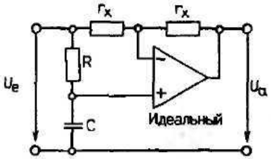
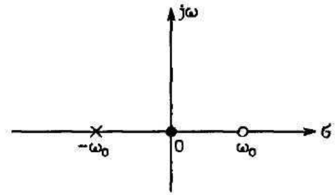
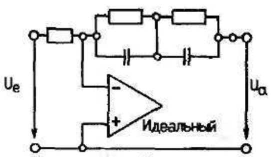
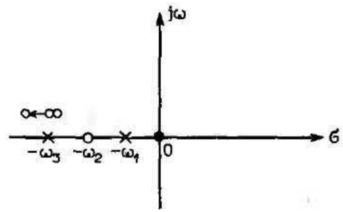
Типовая схема	Передаточная функция	АЧХ	ФЧХ	Полюса и нули функции $\underline{H}(p)$
 НЧ-фильтр 1-го порядка	$\underline{H}(p) = \frac{1}{1 + p\tau_0}$ $\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau_0}$ $\frac{1}{\tau_0} = \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC} = \frac{R}{L}$	$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_0)^2}} =$ $= \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_0)^2}}$	$\varphi(f) = -\mathrm{arctg}(\omega\tau_0) =$ $= -\mathrm{arctg}(f/f_0)$	
 Фазовый фильтр 1-го порядка	$\underline{H}(p) = \frac{1 - p\tau_0}{1 + p\tau_0}$ $\underline{H}(j\omega) = \frac{1 - j\omega\tau_0}{1 + j\omega\tau_0} =$ $= \frac{(1 - j\omega\tau_0)^2}{1 + (\omega\tau_0)^2}$ $\frac{1}{\tau_0} = \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}$	$H(f) = \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_0)^2}{1 + (\omega\tau_0)^2}} \equiv 1$	$\varphi(f) = -\mathrm{arctg}\left(\frac{2\omega\tau_0}{1 - (\omega\tau_0)^2}\right) =$ $= -\mathrm{arctg}\left(\frac{2f/f_0}{1 - (f/f_0)^2}\right)$	
 Корректирующий усилитель	$\underline{H}(p) = \frac{H_0(1 + p\tau_2)}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_3)}$ $\underline{H}(j\omega) = \frac{H_0(1 + j\omega\tau_2)}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)}$ $\tau_i = \frac{1}{\omega_i}$	$H(f) =$ $= \frac{H_0\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega\tau_3)^2}} =$ $= \frac{H_0\sqrt{1 + (f/f_2)^2}}{\sqrt{1 + (f/f_1)^2} \cdot \sqrt{1 + (f/f_3)^2}}$	$\varphi(f) = \mathrm{arctg}(\omega\tau_2) +$ $-\mathrm{arctg}(\omega\tau_1) +$ $-\mathrm{arctg}(\omega\tau_3) =$ $= \mathrm{arctg}(f/f_2) -$ $\mathrm{arctg}(f/f_1) +$ $-\mathrm{arctg}(f/f_3)$	

Рис. 2.2.1. Примеры простых передаточных функций (справедливы для $\omega = 2\pi f$).

Частотные свойства передаточной функции $H(p)$ известны из теории цепей. Эти свойства и определяют возможности физическо̀ реализации схем. Так, например, условие стабильной работы схемы (отсутствие самовозбуждений) состоит в том, что описывающая ее передаточная функция $\underline{H}(p)$ не должна содержать полюсов $p_i =$ ^CT^i $+ j\omega_i$ с $\sigma_i > 0$ (т. е. значений в правой комплексной полуплоскости p). Для гармонических сигналов с частотой ω или / передаточная функция //(/со) задается амплитудой $|H| = H(f)$ и фазой φ (/). Угол $\varphi = \varphi_a - \varphi_e$ характеризует сдвиг фаз между входным (с любым начальным фазовым утлом φ_e) и выходным сигналами со своим фазовым углом φ_a.

Передаточная функция $\underline{H}(p)$ или $H(j\omega)$ однозначно определяет амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) $H(f)$ или $H(\omega)$ и фазо-частотную характеристику (ФЧХ) $\varphi(f)$ или φ(со):

$$\underline{H}(j\omega) = H(\omega)\cdot e^{j\varphi(\omega)} = \mathrm{Re}(\underline{H}) + \mathrm{Im}(\underline{H}), \qquad \omega = 2\pi f,$$

$$H(\omega) = \sqrt{[\mathrm{Re}(\underline{H})]^2 + [\mathrm{Im}(\underline{H})]^2}, \quad \varphi(\omega) = \mathrm{arctg}\left(\frac{\mathrm{Im}(\underline{H})}{\mathrm{Re}(\underline{H})}\right), \tag{2.2.2}$$

где $\mathrm{Re}(\underline{H})$ – действительная составляющая, а $\mathrm{Im}(\underline{H})$ – реактивная (мнимая) составляющая функции $\underline{H}(j\omega)$. Их выражения, для примера, приведены в таблице на рис. 2.3.1. (Далее в книге реальные полюсные и нулевые значения $1/\tau_i$ в функции $\underline{H}(p)$ представлены эквивалентными граничными частотами $\omega_i = 1/\tau_i$, что, строго говоря, некорректно. Правильнее было бы обозначение $1/\tau_i = \sigma_i$. Автор сохранил первое обозначение в связи с тем, что оно более наглядно и чаще встречается в соответствующей литературе.)

При расчетах цепей передачи, состоящих из нескольких последовательных звеньев, суммарная амплитудно-частотная характеристика цепи H получается умножением характеристик ее звеньев H_i, а фазо-частотная характеристика ср суммированием фазовых характеристик звеньев φ_i:

$$H(\omega) = H_1 \cdot H_2 \cdot H_3 \cdot \ldots, \qquad \varphi(\omega) = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \ldots . \tag{2.2.3}$$

В линейных системах передаточные свойства определяются только передаточной функцией H и не зависят от способа реализации схемы (см. верхнюю строку таблицы на рис. 2.2.1). На практике, однако, необходимо учитывать некоторые свойства физических элементов схемы. (К ним относятся, например, допустимые пределы отклонения номиналов, паразитные емкости, активные сопротивления проводов катушек индуктивности.) С учетом этих факторов оказываются различными эквивалентные схемы сходных цепей и устройств, и, как следствие, различными оказываются их реальные передаточные функции.

2.3. Коэффициент передачи

Модуль, или действительная составляющая передаточной функции $H(\omega)$ или $H(f)$, задается обычно в логарифмическом масштабе и называется коэффициентом передачи H^*. Снижение H и соответственно H^* с увеличением частоты относительно значений на опорной частоте называется ослаблением (иногда его называют потерями затухания).

Передаточная функция по току или напряжению

$$H \to I_a/I_e \quad \text{или} \quad H \to U_a/U_e,$$

$H^* = 20\,\lg(H)$ в децибелах (дБ); $H^* = \ln(H)$ в неперах (Нп).

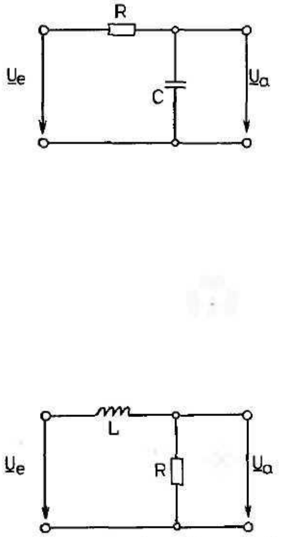


Схема $\omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{R}{L}$, $\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$

а

Передаточная функция: $\underline{H}(p) = \dfrac{1}{1 + p/\omega_0}$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + \dfrac{j\omega}{\omega_0}} = \frac{1 - \dfrac{j\omega}{\omega_0}}{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Действительная и мнимая составляющие:

$$\mathrm{Re}(\underline{H}) = \frac{1}{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}; \quad \mathrm{Im}(\underline{H}) = \frac{-\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

АЧХ, ФЧХ:

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}; \quad \varphi(\omega) = -\mathrm{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

Коэффициент передачи:

$$H^*(\omega) = 20\lg\left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}}\right) = -10\lg\left(1 + \left[\frac{\omega}{\omega_0}\right]^2\right)$$

Сдвиг фаз:

$$T_p(\omega) = \frac{\mathrm{arctg}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right) + k\pi}{\omega}$$

Групповое время задержки:

$$T_G(\omega) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

(*а*) (*б*)

Рис. 2.3.1. Передаточные функции и их параметры на примере фильтра НЧ 1-го порядка: схемы фильтра (*а*), параметры передаточной функции (*б*), диаграмма **Боде** для модуля и аргумента (в), сдвиг фаз и групповое время задержки (г).

Соотношение мощностей $H \rightarrow P_a/P_e$ (2.3.1)

$H^* = 10\lg(H)$ в дБ; $H^* = {}^1/_2 \cdot \ln(H)$ в Нп.

Фигурирующая в выражениях величина //-безразмерный коэффициент, который, например, определяет отношение $|U_a/U_e|$ или $|R_a \cdot I_a/U_e|$.

Графически выраженная зависимость H^* или φ от частоты / в виде асимптотической кривой называется диаграммой Боде. Пример диаграммы Боде показан на рис. 2.3.1.

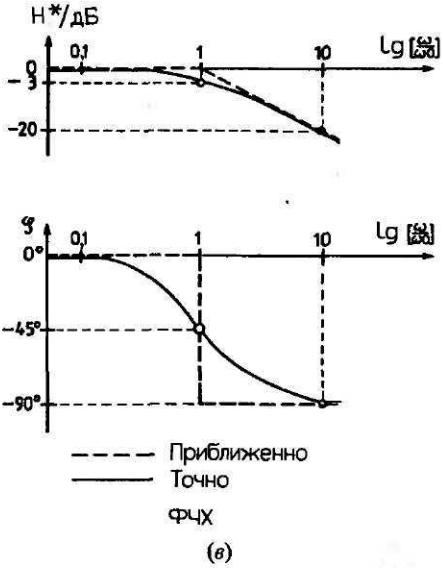


Рис. 2.3.1,в Диаграмма **Боде** модуля и аргумента.

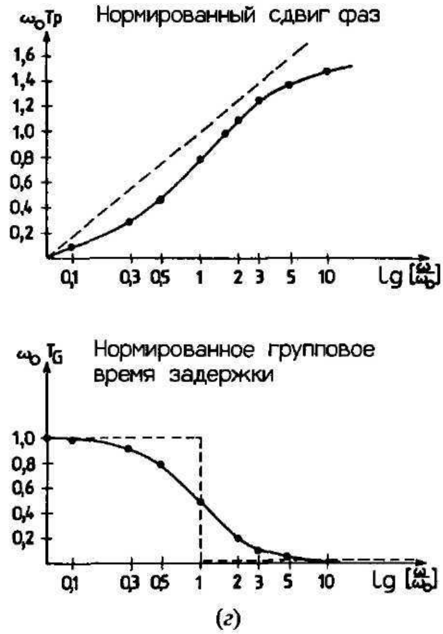


Рис. 2.3.1, г Сдвиг фаз и групповое время задержки.

2.4. Фазовая скорость, групповое время задержки

Согласно уравнению (2.4.1), фазовая скорость следующим образом зависит от частоты:

$$T_P(\omega) = \frac{-\varphi(\omega) + k\pi}{\omega}; \quad k = \ldots -2;\ -1;\ 0;\ +1;\ \ldots \qquad (2.4.1)$$

Здесь $\varphi(\omega)$ – **фазо-частотная** характеристика (выражаемая в градусах или радианах). Коэффициент $k\pi$ учитывает периодические обращения функции, кратные $\pi = 180°$. Фазовыми искажениями считаются отклонения фазы сигнала на выходе системы при данной частоте от фазы φ_0 сигнала опорной частоты.

Фазовые искажения удобно выражать групповым временем запаздывания (групповым временем задержки T_G):

$$T_G(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}. \qquad \textbf{(2.4.2)}$$

Групповое время задержки представляет собой производную по частоте фазо-частотной характеристики $\varphi(\omega)$, которая (в особенности для узкополосных систем) характеризует время задержки максимума передаваемой энергии

2.5. Условия отсутствия искажений

Поскольку гармоническое колебание передается линейными системами без искажений, то понятие искажений справедливо лишь для сигналов, состоящих из нескольких составляющих колебаний (гармоник). «Линейные искажения»-это изменения формы сигнала во времени, вызываемые различиями условий передачи его составляющих. Здесь важно отметить, что эти различия не приводят к появлению новых составляющих передаваемых сигналов.

Для того чтобы передача была безыскаженной, необходимо и достаточно, чтобы передаточная функция $\underline{H}$ удовлетворяла условиям:

$$H(\omega) = H_0 = \text{const},$$
$$\varphi(\omega) = -(\omega T_0 + k\pi), \quad k = \ldots, -2, -1, 0, 1, \ldots, \tag{2.5.1}$$
$$T_G(\omega) = T_0 = \text{const}.$$

Графически эти условия представлены на рис. 2.5.1. Для сигналов с ограниченной полосой частот условия (2.5.1) должны удовлетворяться для области частот $f_1 < f < f_2$. В звукотехнике эта область ограничена частотами 20 Гц и 20 кГц. Нарушения условий (2.5.1) называют линейными искажениями, в частности амплитудно-частотными ΔH, фазо-частотными и временными искажениями ΔT_P, ΔT_G (рис. 2.5.1, *б*). Допустимые стандартом DIN 45500 амплитудно-частотные искажения для бытовой звукотехнической аппаратуры высшего класса качества приведены в Приложении А8. Слышимость амплитудно-частотных искажений (разная для различных звуков) может иметь место уже при значениях *AH,* меньших 1 дБ. Минимально воспринимаемые на слух фазовые искажения и временная задержка (также различные для разных звуков) составляют соответственно $\Delta\varphi = 30°$ и $\Delta T_G = 1$ мс. Критичной для слуховой локализации (пеленгации) при бинауральном слушании является временная задержка между левым и правым сигналами АТ= 10 мкс [2.6, 2.8-2.10].

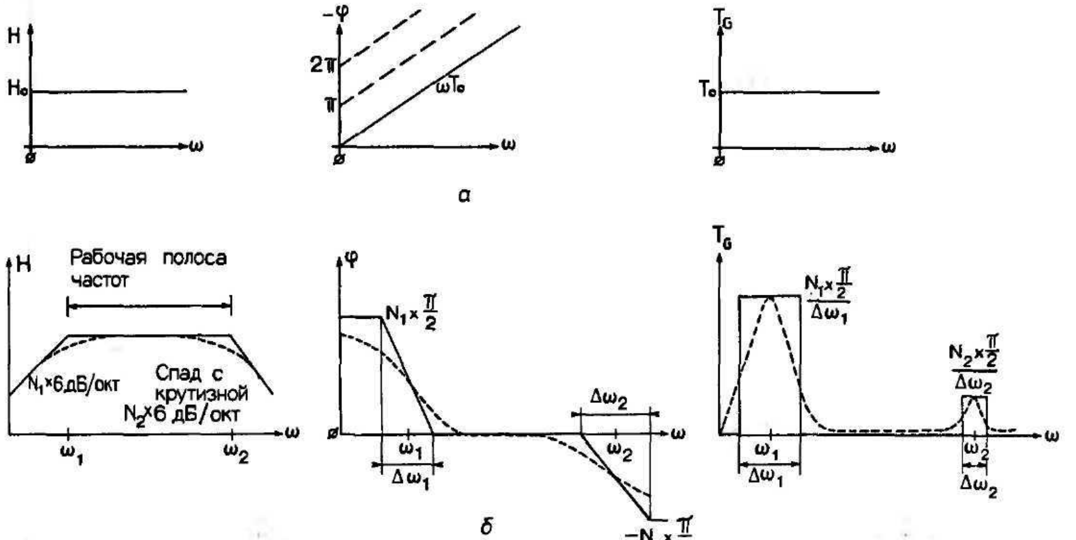


Рис. 2.5.1. Условия безыскаженности передачи. Требования, предъявляемые к затуханию $H(\omega)$, фазо-частотной характеристике ср(со), групповому времени задержки $T_G(\omega)$ (*а*). Характеристики реальной системы передачи (*б*).

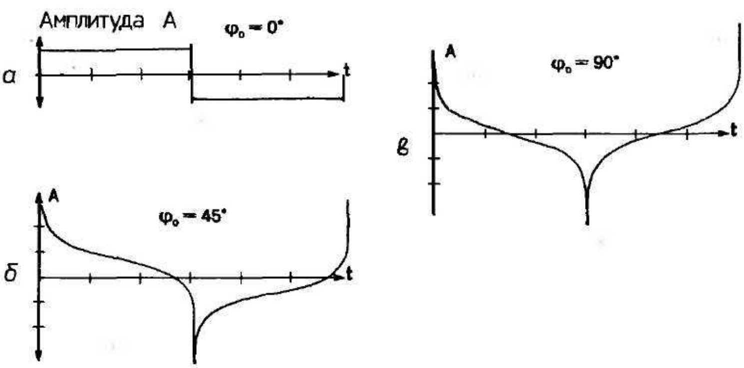


Рис. 2.5.2. Искажения сигнала в случае равномерной АЧХ H и постоянного группового времени задержки T_G, но при сдвиге фаз $\varphi_0 \neq 0$; прямоугольный (входной) сигнал при $\varphi_0 = 0$ (*а*), выходной сигнал при $\varphi_0 = 45°$ (б) и $\varphi_0 = 90°$ (*в*).

В принципе равномерность амплитудно-частотной характеристики, постоянство группового времени задержки T_G или фазового сдвига φ сами по себе для безыскаженной передачи недостаточны, поскольку отсутствует условие $\varphi(f=0) = k\pi$. Графически это показано на рис. 2.5.2 для передаточной функции

$$\underline{H}(j\omega) = 1 \cdot e^{j\varphi_0},$$

которая на всех частотах вызывает только постоянный сдвиг фазы φ_0. Несмотря на равномерность АЧХ ($H = 1$) и отсутствие групповой задержки ($T_G = 0$), когда $\varphi_0 \neq 0$; $+\pi$ и т. д., искажения возникают. Своего максимума они достигают при $\varphi_0 = \pi/2 = 90°$ (преобразователь Гильберта).

2.6. Минимально-фазовые цепи

Выше показано, что для безыскаженной передачи необходимо, чтобы амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики системы (АЧХ и ФЧХ соответственно) удовлетворяли определенным требованиям. Значительно проще безыскаженную передачу можно обеспечить с помощью так называемых «минимально-фазовых» («фазолинейных») систем. Основная особенность таких систем состоит в том, что их АЧХ и ФЧХ непосредственно связаны между собой преобразованием Гильберта и, следовательно, не могут выбираться независимо одна от другой. Тогда постоянство АЧХ

$$H(\omega) = \text{const}, \qquad (2.6.1)$$

как условие безыскаженной передачи, справедливо лишь в частном случае [2.1]. Величина фазовых искажений пропорциональна отклонениям АЧХ от линейной. Поэтому крутые спады амплитуд сигнала на границах полосы пропускания приводят к увеличению фазовых искажений. Если последовательно соединить несколько минимально-фазовых звеньев так, чтобы суммарная передаточная функция была постоянной

$$H_1 \cdot H_2 \cdot H_3 \cdot \ldots = \text{const},$$

то автоматически удовлетворяется условие безыскаженной передачи и в отношении суммарной ФЧХ. Устройства с минимально-фазовыми свойствами играют важную роль в звукотехнике; большинство аналоговых и электроакустических преобразователей (звукосниматели в электропроигрывателях, громкоговорители, микрофоны)

принадлежат именно к этому классу устройств. Они используются также и в устройствах пред- и посткоррекции (преэмфазис и деэмфазис). Необходимой предпосылкой использования устройств с минимально-фазовыми цепями является требование, чтобы вся система звукопередачи обладала минимально-фазовыми свойствами. Минимально-фазовые пепи используются в аппаратуре радиовещания, в оборудовании для записи аналоговых грампластинок, в устройствах коррекции частотных характеристик. Существенно минимально-фазовыми являются такие системы, передаточная функция которых $\underline{H}(p)$ не имеет нулевых точек при $p_i = \sigma_i + j\omega_i$, где $\sigma_i > 0$ (нулевые точки на правой комплексной полуплоскости p). Этому требованию удовлетворяют схемы, состоящие из резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности и трансформаторов, если от входа до выхода сигнал может передаваться по единственной ветви. (Неминимально-фазовые свойства могут быть получены в схемах, у которых, как минимум, две ветви прохождения сигнала. Это, например, схемы с Х-образными звеньями, шунтированными трансформаторами или специальными дифференциальными усилителями.)

Существуют также средства передачи и записи сигналов, которые не обладают минимально-фазовыми свойствами. К ним прежде всего относятся аналоговые магнитофоны, которым свойственны такие специфические факторы, как слойные потери сигнала при воспроизведении, потери на гистерезис в магнитных головках, щелевые потери (потери в зазорах магнитных головок), резонансные явления в процессе записи. Усилители, имеющие цепи коррекции с минимально-фазовыми свойствами, позволяют получать почти линейные АЧХ передачи. Однако при этом остаются нескорректированными искажения ФЧХ, в особенности на границах передаваемого диапазона частот. Корректировать фазовую характеристику самих по себе усилителей недостаточно, так как еще имеют место фазовые искажения, вызываемые процессами записи и воспроизведения.

2.7. Фазовые фильтры

Фазовым (всепропускающим) называется фильтр, который обладает постоянной амплитудно-частотной характеристикой $H(\omega)$ или $H(f)$ и фазо-частотной характеристикой $\varphi(\omega)$ или $\varphi(f)$, являющейся функцией частоты:

$$H(\omega) = \text{const}, \qquad \varphi(\omega) \neq \text{const}. \tag{2.7.1}$$

Рассмотренные нами аналоговые схемы в большинстве минимально-фазовые, а это значит, что они не содержат всепропускающих фильтров. Судить о том, является ли данная схема минимально-фазовой, можно по ее передаточной функции $\underline{H}(p)$: у фазовых фильтров нулевые точки передаточной функции располагаются на правой комплексной полуплоскости, а симметричные полюсы на левой полуплоскости p. Передаточная функция схем без фазовых фильтров нулевых точек на правой комплексной полуплоскости p не имеет. В случае фазового фильтра 1-го порядка для расчета нулевых точек по передаточной функции $\underline{H}_{\text{AP}}(p)$ приравнивается нулю числитель, а для расчета полюсов нулю приравнивается знаменатель

$$\underline{H}_{\text{AP}}(p) = \frac{1 - p\tau_0}{1 + p\tau_0}, \qquad \tau_0 = \frac{1}{\omega},$$

$$1 - p\tau_0 = 0 \Rightarrow p_0 = +\frac{1}{\tau_0} = \omega_0, \qquad 1 + p\tau_0 = 0 \Rightarrow p_\infty = -\frac{1}{\tau_0} = -\omega_0. \tag{2.7.2}$$

АЧХ и ФЧХ и характеристика группового времени задержки имеют вид

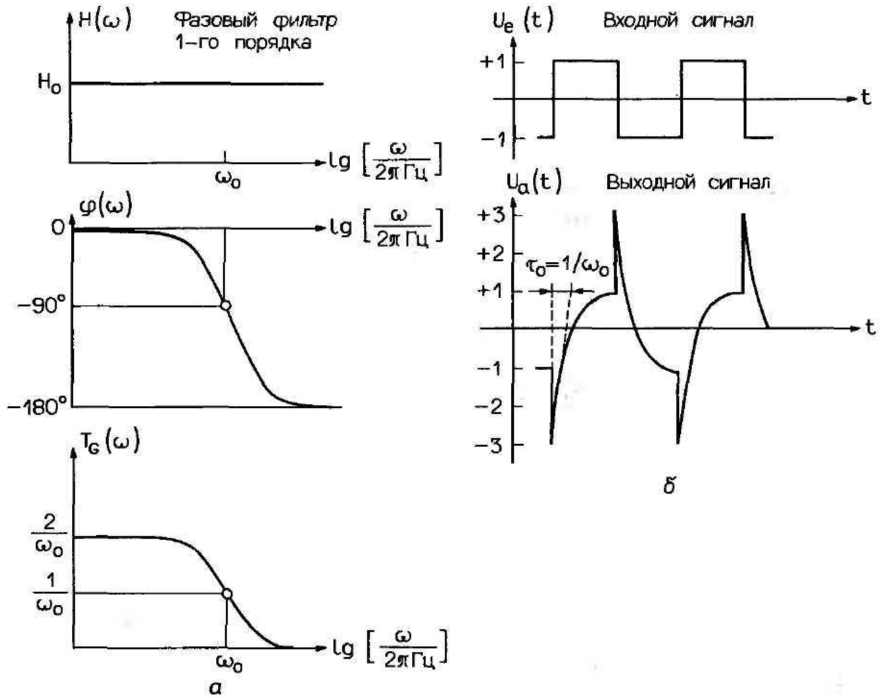


Рис. 2.7.1. Амплитудно- и фазо-частотная характеристики, характеристика группового времени задержки фазового фильтра 1-го порядка (*а*); форма выходного сигнала при прямоугольном сигнале на входе (б).

$$
\begin{aligned}
\underline{H}_{AP}(j\omega) &= \frac{1 - j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_0} = \frac{1 - (\omega/\omega_0)^2 - j2\omega/\omega_0}{1 + (\omega/\omega_0)^2} \Rightarrow \\
H_{AP}(\omega) &= 1, \\
\varphi_{AP}(\omega) &= -\operatorname{arctg}\left(\frac{2\omega/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2}\right) = -2\operatorname{arctg}\ (\omega/\omega_0), \\
T_G(\omega) &= \frac{2}{\omega_0} \cdot \frac{1}{1 + (\omega/\omega_0)^2}.
\end{aligned}
\tag{2.7.3}
$$

Системы передачи, содержащие фазовые фильтры, несмотря на постоянную амплитудно-частотную характеристику ($H(f) = \text{const}$), могут вызывать искажения сигнала, что показано на рис. 2.7.1, *б*. Влияние на систему фазовых фильтров не может быть ликвидировано включением фильтра с инверсной передаточной функцией $\underline{H}_I(p) = 1/\underline{H}(p)$, поскольку инверсные фазовые фильтры с нулевыми точками передаточной функции на правой комплексной полуплоскости (основное требование) в принципе нереализуемы. Значит корректировать ФЧХ и соответственно искажения группового времени задержки можно лишь вводя дополнительную задержку с помощью фазовых фильтров.

2.8. Взаимосвязь частотных и временных функций передачи

Если для линейной системы известна частотная функция передачи (амплитудная и фазовая), то для любых входных сигналов можно рассчитать временную функцию сигнала на выходе. Для этого периодический сигнал разлагается в ряд Фурье на гармонические составляющие, для каждой рассчитывается амплитуда и фаза на выходе системы, а затем производится суммирование этих составляющих (гармоник).

2.8.1. Ряды Фурье

Согласно теореме Фурье, любой периодический сигнал $f(t)$ однозначно описывается суммой гармонических составляющих (линейчатый спектр):

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{N} a_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{N} b_n \sin(n\omega_0 t),$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}, \quad f_0 = \frac{1}{T_0}. \tag{2.8.1}$$

Основная частота ω_0 или f_0 определяется составляющей, имеющей наибольшую длительность периода T_0, частоты остальных составляющих ряда Фурье являются целочисленными кратными основной частоты. Амплитуды составляющих a_0, a_n и b_n рассчитываются по формулам [2.4]:

$$a_0 = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} f(t)\,dt\ldots, \tag{2.8.2}$$

$$a_n = \frac{2}{T_0}\int_0^{T_0} f(t)\cos(n\omega_0 t)\,dt,$$

$$b_n = \frac{2}{T_0}\int_0^{T_0} f(t)\sin(n\omega_0 t)\,dt.$$

2.8.2. Непериодические сигналы

Непериодические сигналы, например в виде переходных процессов, также могут быть представлены суммой отдельных гармонических колебаний. При этом период T_0 может принимать значения от $-\infty$ до $+\infty$. Сумма бесконечно большого числа частотных составляющих в уравнении (2.8.1) превращается в интеграл; образуется непрерывный спектр частот составляющих колебаний (интеграл Фурье, преобразование Фурье, преобразование Лапласа [2.2; 2.3]):

$$\text{преобразование Фурье} \quad F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\,e^{-j\omega t}\,dt,$$

$$\text{преобразование Лапласа} \quad F(p) = \int_{0}^{+\infty} f(t)\,e^{-pt}\,dt. \tag{2.8.3}$$

2.8.3. Импульсная и переходная характеристики

Временные функции сигналов любой формы могут быть построены из составляющих, имеющих простую форму, например форму импульсов Дирака $\nu(t)$ или единичных импульсов $\sigma(t)$. Для общего описания временных свойств передающей системы достаточно знать, как данная система передает указанные элементарные сигналы. Очень просто рассчитать временную функцию сигнала на выходе системы при подаче на вход импульса $\nu(t = 0)$ или единичного импульса $\sigma(t = 0)$ в начальный момент времени $t = 0$ позволяет преобразование Лапласа. Расчет ведется по передаточной функции $\underline{H}(p)$ следующим образом:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \underline{H}(p) e^{pt} dp, \tag{2.8.4}$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\underline{H}(p)}{p} e^{pt} dp. \tag{2.8.5}$$

Временная функция отклика системы определяется по ее передаточной функции $H(p)$. Кроме того, существует жесткая взаимосвязь между откликом на импульс Дирака и откликом на единичный импульс.

В звукотехнике большое влияние на импульсные и переходные характеристики системы передачи оказывает ограниченность диапазона передаваемых частот. Импульсные и переходные характеристики в основном зависят от крутизны скатов фильтров. С ее увеличением амплитуда выбросов увеличивается. Характеристики разных фильтров НЧ приведены на рис. 2.8.1. Характеристики фазо-линейных фильтров (например, цифровых нерекурсивных) имеют симметричные выбросы вдоль временной оси. Фазовые искажения и неравномерность группового времени задержки вызывают несимметричные импульсные и волнообразные выбросы (рис. 2.8.1. *в*).

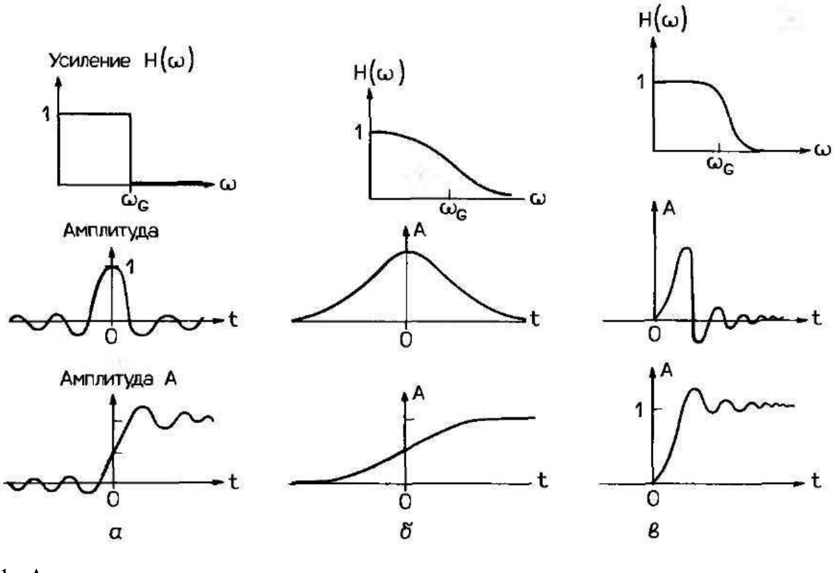


Рис. 2.8.1. Амплитудно-частотные характеристики, импульсные и переходные характеристики идеального фазолинейного фильтра НЧ *(а)*, фильтра НЧ Гаусса (б) и реального фильтра НЧ с крутым фронтом частотной характеристики (в).

Характеристики фильтров Гаусса выбросов не имеют и переход в область непропускания у них очень плавный. Скаты характеристики фильтров Бесселя несколько круче, но выбросов почти не вызывают (строго говоря, у них самая плоская фазовая характеристика). Характеристикам фильтров Баттерворта, Чебышева и Кауэра выбросы присущи принципиально, что обусловлено крутыми скатами на границах полос пропускания. Импульсная и переходная характеристики этих фильтров асимметричны по временной оси (выбросы появляются после фронта сигнала), что объясняется увеличением группового времени задержки вблизи граничных частот.

2.9. Обратная связь

На рис. 2.9.1 приведена обобщенная схема типичной системы с обратной связью (ОС). В данном случае это – усилитель. Если подаваемый с выхода сигнала ОС kY синфазен со входным сигналом X, то обратная связь положительная, если противофазен, то отрицательная. Предполагается, что в усилителе нет отражений, и его усилительные свойства достаточно полно описывает частотно-зависимый коэффициент усиления в режиме холостого хода $v(p)$. В общем виде коэффициент усиления усилителя с ОС $\underline{H}(p)$

$$\frac{Y}{X} = \underline{H}(p) = \frac{\underline{v}(p)}{1 + \underline{k}(p)\underline{v}(p)}; \tag{2.9.1}$$

в частном случае, когда $|kv| \gg 1$,

$$\frac{Y}{X} = \underline{H}(p) \simeq \frac{1}{\underline{k}(p)}.$$

Вторая упрощенная формула справедлива для случаев, когда усиление большое и глубока обратная связь, т. е. $|kv| \gg 1$. Усиление определяется пассивным звеном ОС и практически не зависит от колебаний параметров активных элементов.

На рис. 2.9.2 приведены 4 основных типа обратной связи. Каждая из приведенных схем обладает индивидуальными свойствами стабилизации параметров системы передачи сигналов:

а) ОС по напряжению (последовательно-параллельная ОС), стабилизируется U_a/U_e;

б) управляемая напряжением ОС по току (параллельно-параллельная ОС), стабилизируется U_a/I_e;

в) управляемая током ОС по напряжению (последовательно-последовательная ОС), стабилизируется I_a/U_e;

г) управляемая током ОС по току (параллельно-последовательная ОС), стабилизируется I_a/I_e.

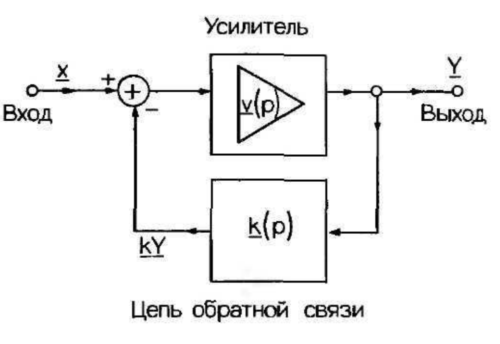


Рис. 2.9.1. Структурная схема линейной системы с обратной связью.

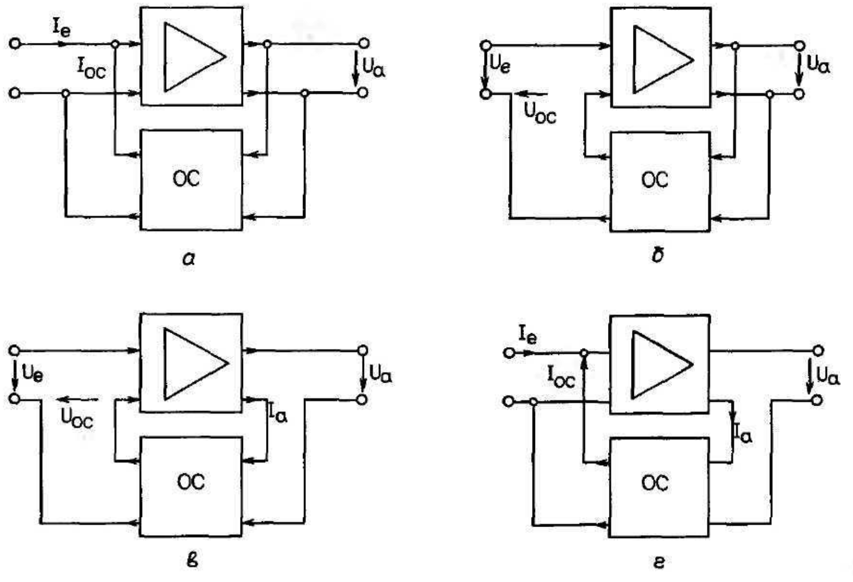


Рис. 2.9.2. Варианты обратной связи: управляемая напряжением ОС по току (*а*), управляемая напряжением ОС по напряжению (б), управляемая током ОС по напряжению (в), управляемая током ОС по току (*г*).

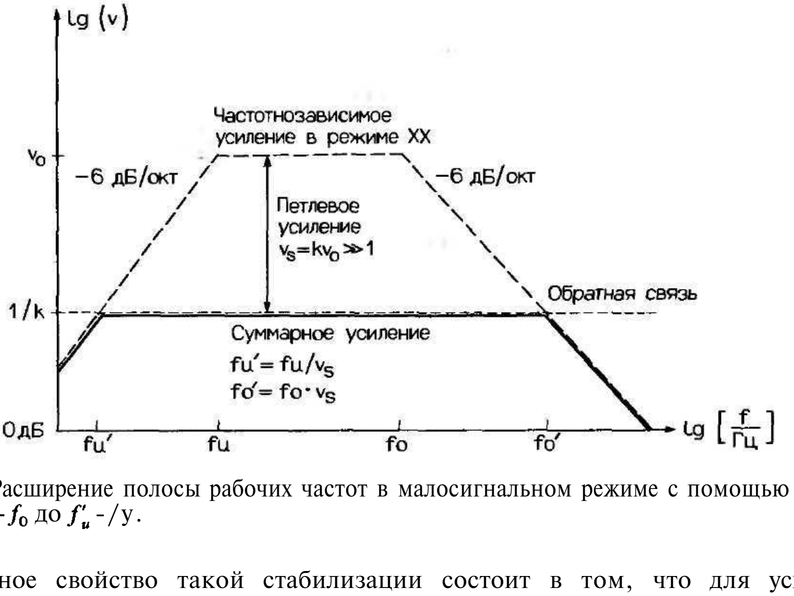


Рис. 2.9.3. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи (с f_u $-f_0$ до f'_u -/у.

Очень важное свойство такой стабилизации состоит в том, что для усилителей с частотно-зависимым коэффициентом усиления полоса частот усиления слабых сигналов расширяется пропорционально коэффициенту $v_s = kv_0$ (петлевое усиление, рис. 2.9.3).

Обратная связь позволяет также изменять входное и выходное сопротивления усилителя. Так, например, в усилителе с ОС по току уменьшается входное сопротивле-

ние, в усилителе с ОС по напряжению входное сопротивление увеличивается. Управляемая напряжением обратная связь по току (случай «б» на рис. 2.9.2) позволяет создать эффект динамического увеличения емкости перехода **коллектор–база** в транзисторных каскадах (эффект Миллера).

Примеры схем с ОС даются в Приложении А9 [2.7].

2.10. Устойчивость

Большое значение для устройств с ОС имеет их устойчивость, т.е. способность предотвращения самовозбуждения. Самовозбуждение в схеме колебаний с частотой ω_0 возможно лишь в том случае, когда знаменатель в уравнении (2.9.1) для реальных частот ω или / становится равным 0:

$$1 + \underline{v}(j\omega)\cdot\underline{k}(j\omega) = 0, \qquad (2.10.1)$$

$$\Rightarrow \underline{v}(j\omega_0)\cdot\underline{k}(j\omega_0) = -1.$$

Если усилитель и цепь ОС устойчивы каждый в отдельности, то условие устойчивости системы характеризует так называемый «критерий Найквиста» *(частотный критерий устойчивости),* который гласит: усилитель с ОС устойчив, если годограф $k(j\omega)\cdot v(j\omega)$ не охватывает точку -1. Примеры графической трактовки критерия Найквиста показаны на рис. 2.10.1.

Для схем с монотонно нарастающим по частоте сдвигом фаз достаточной является проверка запаса по фазе (а > 0) из выражения

$$\alpha = 180^\circ - \varphi_v(f_0) - \varphi_k(f_0) \qquad (2.10.2)$$

(значения а < 90° приводят к нарастанию выбросов).
Здесь f_0 – критическая частота, при которой \kv\ = 1,
φ_v – угол сдвига фаз усилителя,
φ_k – угол сдвига фаз цепи ОС.
Проверку можно провести, например, с помощью диаграммы **Боде** (рис. 2.10.2).

Для систем без фазовых фильтров, содержащих пассивные цепи обратной связи с $|\kappa| \leqslant 1$, условие устойчивости по диаграмме Боде приближенно состоит в том, что крутизна прямых \v\ и $|1/k|$ в точке пересечения должна отличаться от 12 дБ/окт (40 дБ/дек) (рис. 2.10.3). Это условие справедливо и для низких частот (связь по переменному напряжению), и для высоких частот (например, влияние емкостей рассеяния).

Усилитель с доминирующим полюсом и резистивной цепью обратной связи абсолютно устойчив. Устойчивы также двухполюсные усилители с чисто резистивной

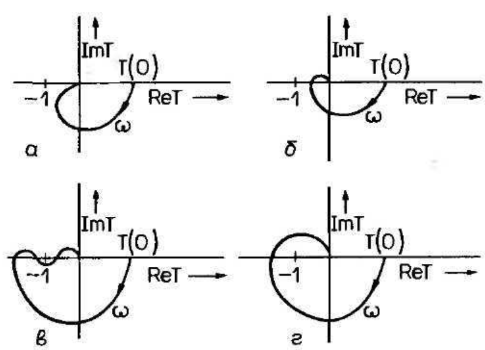


Рис. 2.10.1. Примеры определения критерия устойчивости Найквиста. Годографы для T=fc$(j\omega)\cdot v(j\omega)$: устойчивый режим (а), условно-устойчивый режим (б и в), неустойчивый режим (г) [2.11].

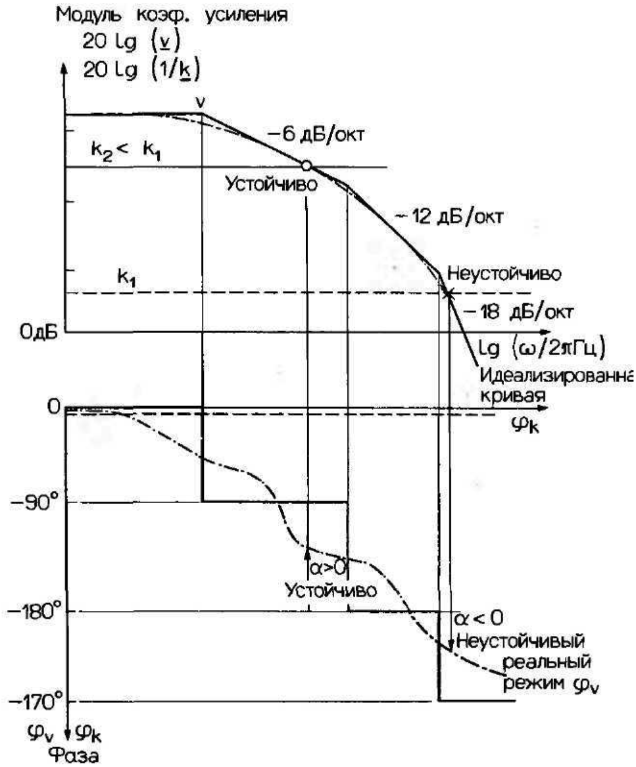


Рис. 2.10.2. Типичная диаграмма **Боде** коэффициента усиления в режиме холостого хода v при коэффициенте обратной связи $к$ (для значений fcj и fc_2). k_2 соответствует устойчивому режиму (запас по фазе а > 0), k_1 – самовозбуждению ($|kv| > 1$ и а < 0).

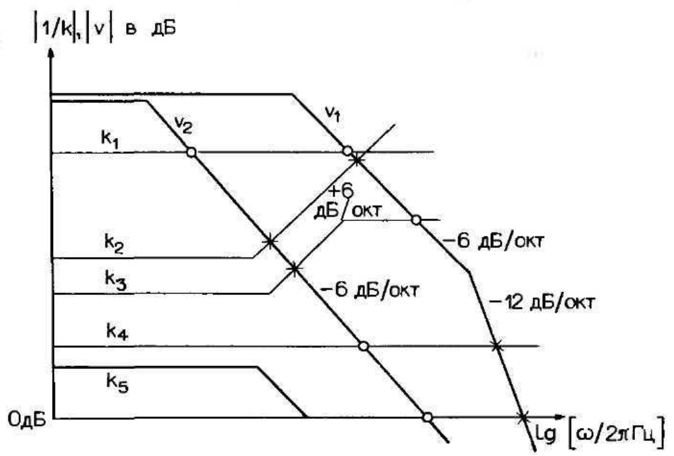


Рис. 2.10.3 Стабильный «0» и потенциально нестабильная рабочая точка «x» при разных коэффициентах усиления v_1 и v_2 и коэффициентах обратной связи fcj — fc_5.

цепью ОС, поскольку у них при условии конечных значений частот поворот фазы $\varphi_v + \varphi_k$ не достигает 180°.

На практике же могут возникнуть дополнительные паразитные повороты фазы, что может привести к самовозбуждению системы. Усилители с несколькими (больше 2) полюсами абсолютной устойчивостью не обладают (потенциально неустойчивы). Поскольку каждый каскад усиления в принципе имеет один полюс, цепь ОС должна

охватывать не больше 2 каскадов. Кроме того, путем выбора низкой граничной частоты можно обеспечить такое усиление холостого хода, при котором условие $|kv| < 1$ выполняется раньше, чем поворот фазы достигнет 180° (однополюсная компенсация, рис. 2.10.3, усиление v_2). Поскольку фазовые фильтрующие звенья создают дополнительные повороты фаз, целесообразно такие звенья в цепях ОС и в усилителях по возможности не использовать.

2.11. Матрица переходов

В линейных двух- и многоканальных системах передачи каждый выходной сигнал, вообще говоря, образуется из нескольких входных сигналов $\underline{U}_{e1}$, $\underline{U}_{e2}, \ldots$, к примеру из суммы

$$\underline{U}_{a1} = \underline{H}_{11}(p)\cdot\underline{U}_{e1} + \underline{H}_{12}(p)\cdot\underline{U}_{e2} + \underline{H}_{13}(p)\cdot\underline{U}_{e3} + \ldots . \tag{2.11.1}$$

Здесь $\underline{H}_{ij}(p)$ - это функция передачи сигнала со входа «j» на выход «i». В общем виде для n входов и m выходов приведенное выше уравнение можно формально записать в виде матрицы

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_{a1} \\ \underline{U}_{a2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{U}_{am} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{H}_{11}(p) & \underline{H}_{12}(p) & \cdots & \underline{H}_{1n}(p) \\ \underline{H}_{21}(p) & \underline{H}_{22}(p) & \cdots & \underline{U}_{2n}(p) \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \underline{H}_{m1}(p) & \underline{H}_{m2}(p) & \cdots & \underline{H}_{mn}(p) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_{e1} \\ \underline{U}_{e2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{U}_{en} \end{pmatrix} \tag{2.11.2}$$

Показанная здесь матричная запись передаточной функции используется, например, для описания и анализа псевдостереофонических систем, процессов передачи звука, анализа явлений переходной помехи между каналами в стереофонических системах.

3. Нелинейные искажения

3.1. Статическая характеристика

Расчеты нелинейных искажений и обратной связи обычно проводятся при следующих упрощающих предпосылках [3.1]:

- характеристики системы непрерывны и не зависят от времени и частоты,
- нелинейные искажения невелики (только квадратичные и кубические составляющие, которые к тому же малы по сравнению с линейными составляющими сигнала).

Такую характеристику $y = F(x)$ можно легко представить с помощью ряда Фурье (рис. 3.1.1)

$$y = y_0 + v_1 x + v_2 x^2 + v_3 x^3 + \dots, \tag{3.1.1}$$

где:

линейный коэффициент **усиления** –

$v_1 = \dfrac{\partial y}{\partial x}$ крутизна характеристики в рабочей точке y_0;

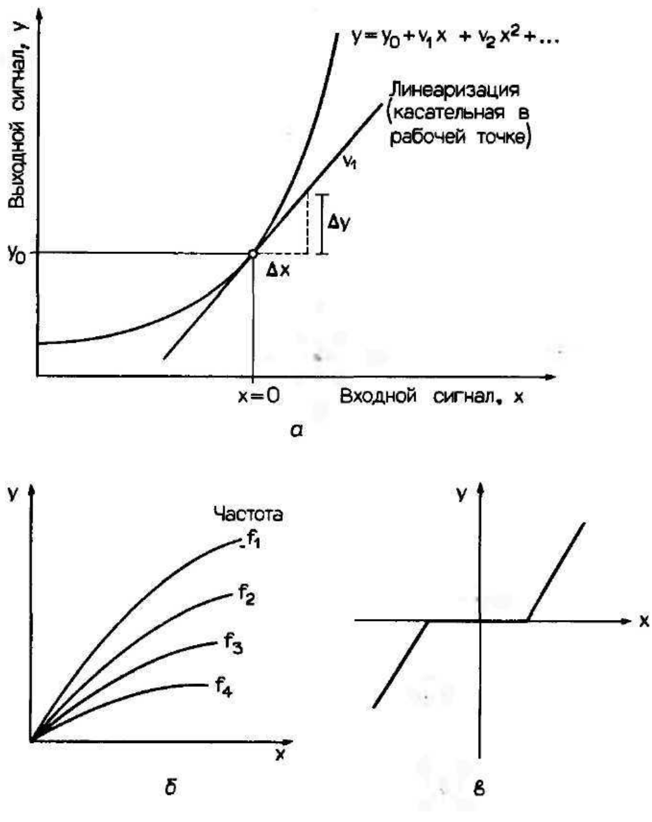


Рис. 3.1.1. Статическая нелинейная характеристика **(*а*)**, характеристики, не удовлетворяющие обычным требованиям: частотная зависимость (б), немонотонность (в).

квадратичный коэффициент **усиления** -

$$v_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 y}{\partial x^2}$$ кривизна характеристики в рабочей точке;

кубический коэффициент **усиления** –

$$v_3 = \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 y}{\partial x^3}$$ и т.д. производные высшего порядка.

Здесь x – **входная** величина, y – **выходная** величина, y_0 – **постоянная** составляющая (рабочая точка), v_1 – **линейный** коэффициент усиления и v_2, v_3... – **коэффициенты** нелинейных искажений.

В системе с нелинейной передаточной характеристикой возникают спектральные составляющие, которых не было на **входе – продукты** нелинейности (рис. 3.1.2). При подаче на вход такой системы сигнала с единственной частотой f_1 на выходе появятся

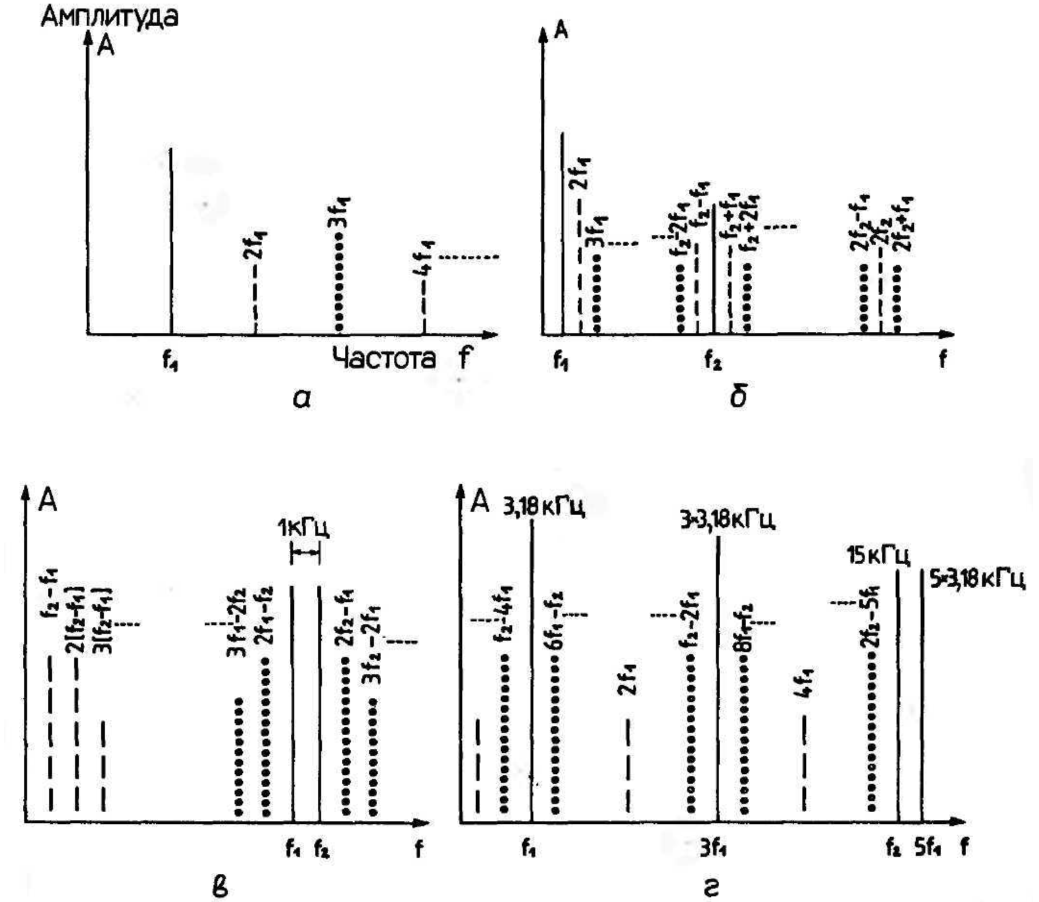


Рис. 3.1.2. Входные сигналы и спектры измеряемых искажений (сплошные **линии – входной** сигнал, штриховые **линии – продукты** четных гармоник, пунктирные **линии – продукты** нечетных гармоник): коэффициент гармонических искажений (*а*), коэффициент интермодуляционных искажений по стандарту DIN (б), **коэффициент** разностного тона (в), **синусоида – прямоугольный** импульс (ШИМ) (г).

составляющие с частотами $f_1, 2f_1, 3f_1$ и т. д. (гармоники с частотой nf_1). Если же на вход подается сигнал, состоящий из нескольких частот f_1, f_2, f_3 . . . то на выходе системы кроме гармонических составляющих дополнительно появятся и так называемые «комбинационные составляющие» с частотами $n_1 \cdot f_1 + n_2 \cdot f_2 + n_3 \cdot f_3 \pm$ — • где $n = 1, 2, 3$ и т.д. [3.5].

3.1.1. Коэффициент нелинейных искажений (клирфактор)

Коэффициент нелинейных искажений K является мерой нелинейных искажений простых гармонических колебаний. Он представляет собой отношение эффективных значений гармоник к эффективному значению суммарного выходного сигнала

$$K = 100\sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2 + \ldots}{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \ldots}} \simeq \frac{100}{A_1}\sqrt{A_2^2 + A_3^2} \tag{3.1.2}$$

и измеряется в процентах. Здесь A_n – амплитуды составляющих с частотами nf. Приведенная рядом упрощенная формула справедлива для случаев, когда искажения невелики ($K \leqslant 10\%$).

Результаты измерений коэффициента нелинейных искажений более или менее соответствуют субъективному восприятию до частот примерно 6 кГц. При более высоких частотах сигнала его гармоники выходят за пределы диапазона слухового восприятия.

3.1.2. Коэффициент интермодуляционных искажений

Коэффициент интермодуляционных искажений (иногда называемый коэффициентом разностного тона) используется при оценке свойств систем передачи сложных (многочастотных) сигналов. Коэффициент интермодуляционных искажений имеет вид

$$D = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum\limits_{n,m=1}^{N} A_{nm}^2}{A_1^2 + A_2^2}} \tag{3.1.3}$$

и измеряется в процентах. Видно, что он представляет собой отношение суммы эффективных значений разностных $(nf_1 \pm mf_2)$ составляющих к сумме амплитуд составляющих сигнала $u(t) = A_1 \cdot \sin(2\pi f_1 t) + A_2 \cdot \sin(2\pi f_2 t)$.

Если характеристика передачи сигнала не зависит от частоты (стационарная), то коэффициенты гармонических и интермодуляционных искажений одинаково характеризуют систему и легко могут быть пересчитаны один в другой [3.5].

3.2. Обратная связь в системах с независимой от частоты характеристикой передачи

3.2.1. Снижение нелинейных искажений

Будем предполагать, что характеристика системы не зависит от частоты и нелинейность ее невелика [3.2, 3.3]. Рассмотрим усилитель с нелинейной характеристикой передачи и линейной цепью обратной связи, схема которого показана на рис. 3.2.1. Без обратной связи сигнал на входе усилителя z равен поступающему извне сигналу x, и

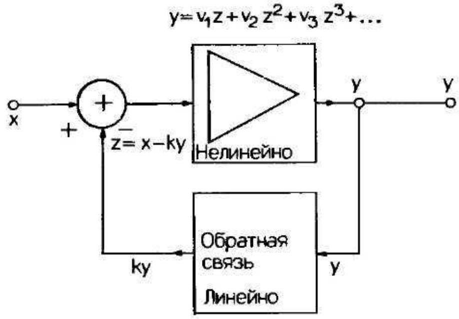


Рис. 3.2.1. Модель усилителя со слабо выраженной нелинейной статической характеристикой и линейной цепью обратной связи.

тогда сигнал на выходе усилителя

$$y = v_1 x + v_2 x^2 + v_3 x^3 + \dots \quad (3.2.1)$$

При включенной цепи ОС, коэффициент передачи которой *к*, сигнал на выходе превратится в

$$y = v_1 \cdot \left(\frac{x}{v_s}\right) + \frac{v_2}{v_s}\left(\frac{x}{v_s}\right)^2 + \left(\frac{v_3}{v_s} - 2k\frac{v_2^2}{v_s^2}\right) \cdot \left(\frac{x}{v_s}\right)^3 + \dots, \quad \mathbf{(3.2.2)}$$

где $v_s = kv_1 + 1$ – **петлевое** усиление, — результирующий линейный коэффициент усиления усилителя с ОС. Если сравнить полученные результаты, считая, что амплитуды выходных сигналов в обоих случаях одинаковы, то видно, что во втором случае нелинейные искажения уменьшились пропорционально петлевому усилению v_s [3.11]:

$$v_2' = \frac{v_2}{v_s}, \quad v_3' = \frac{1}{v_s} \cdot \left(v_3 - 2k\frac{v_2^2}{v_s^2}\right) \simeq \frac{v_3}{v_s}, \quad v_4' \simeq \frac{v_4}{v_s}. \quad \mathbf{(3.2.3)}$$

Следовательно, для того, чтобы в системе (усилителе) с ОС существенно снизить нелинейные искажения, необходимо по меньшей мере удовлетворить двум требованиям:

- должен быть большим (значительно больше 1) линейный коэффициент усиления в режиме холостого хода v_1,
- должен быть большим (значительно больше 1) коэффициент обратной связи kv_1.

При этом меры по линеаризации оказываются тем эффективнее, чем больше каскадов усиления охватывает цепь ОС, и результат этих мер лучше, чем в случае, когда обратной связью охвачен отдельно каждый каскад.

3.2.2. Измерения нелинейных искажений

Измерения нелинейных искажений в диапазонах низких и средних частот, согласно стандарту DIN и рекомендации SMPTE, проводят обычно гармоническим (коэффициент гармоник) и интермодуляционным способами (на основной сигнал низкой частоты накладывается сигнал более высокой частоты, но меньшего уровня).

Согласно требованиям стандарта DIN 45 500, нелинейные искажения радиоаппаратуры различного класса качества должны быть не более 1- 3% (см. Приложение А8). Пороговые по субъективному восприятию нелинейные искажения зависят от частоты и уровня предлагаемых слушателям звуков, но в любом случае они лежат в области ниже 0.1%. Нелинейные искажения простых транзисторных устройств лежат в пределах **0,1–1%**, а современных устройств на ИС не превышают 0,01%.

3.3. Искажения в типовых транзисторных каскадах

3.3.1. Схема с общим эмиттером

Статическая характеристика передачи каскада с общим эмиттером [3.4] имеет вид

$$I_c = I_0 e^{(U_{BE}/U_T)}; \quad U_T \simeq 25 \text{ мВ}. \tag{3.3.1}$$

Схема каскада приведена на рис. 3.3.1. Входной сигнал $U_{BE} = U_0 + U_1 \cdot \sin(2\pi f_1 t)$, состоящий из постоянной составляющей, которая служит для выбора рабочей точки, и гармонической составляющей собственно полезного сигнала

$$i_c(t) = I_0 \exp\left(\frac{U_0}{U_T}\right) \cdot \exp\left(\frac{U_1 \sin(2\pi f_1 t)}{U_T}\right). \tag{3.3.2}$$

Разложив экспоненциальную функцию в ряд

$$e^x \simeq 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \ldots, \tag{3.3.3}$$

получаем при $x = (\hat{U}_1/U_T) \cdot \sin(2\pi f_1 t)$ и $\hat{U}_1 < U_T$

$$i_c(t) \simeq I_0 \exp\left(\frac{U_0}{U_T}\right) \cdot \left[1 + \left(\frac{U_1}{U_T}\right) \sin(2\pi f_1 t) + \frac{1}{2}\left(\frac{\hat{U}_1}{U_T}\right)^2 \sin^2(2\pi f_1 t) + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{6}\left(\frac{\hat{U}_1}{U_T}\right)^3 \sin^3(2\pi f_1 t) + \ldots\right], \tag{3.3.4}$$

$$i_c(t) \simeq I_0 \exp\left(\frac{U_0}{U_T}\right) \cdot \left[1 + \frac{\hat{U}_1}{U_T} \sin(2\pi f_1 t) + \frac{\hat{U}_1^2}{4U_T^2}\left\{1 - \cos(2\pi 2 f_1 t)\right\} + \right.$$
$$\left. + \frac{\hat{U}_1^3}{24U_T^3}\{3\sin(2\pi f_1 t) - \sin(2\pi 3 f_1 t)\} + \ldots\right].$$

Отношение амплитуд основной составляющей и гармоник с частотами $2f_1$ или $3f_1$ дает

$K_2 \simeq \frac{100\hat{U}_1}{4U_T}$ -коэффициент квадратичных искажений,

$K_3 \simeq \frac{100}{24}\left(\frac{\hat{U}_1}{U_T}\right)^2$ -коэффициент кубических искажений, (3.3.5)

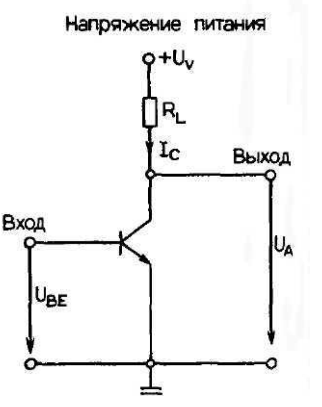


Рис. 3.3.1. Схема с общим эмиттером (*npn*-транзистор).

$K = \sqrt{K_2^2 + K_3^3}$ -суммарный коэффициент гармоник.

Эти величины также измеряются в процентах. Из последней формулы видно, что коэффициент гармоник не зависит от положения рабочей точки U_0.

3.3.2. Эмиттерный повторитель

Эмиттерный повторитель с коэффициентом усиления по напряжению $v_u' = 1$ можно получить, если в обычный каскад с общим эмиттером, усиление в режиме холостого хода которого $|v_u| = g_m R_L$ и сопротивление нагрузки $R_L = R_E$, ввести ОС (см. рис. 3.3.2), т.е. петлевое усиление $v_s = v_u$. Согласно сказанному в разд. 5.5.1, v_u определяется по падению постоянного напряжения U_L на R_L:

$$v_u = \frac{U_L}{U_T} = v_s; \quad U_T = 25 \text{ мВ}. \tag{3.3.6}$$

При заданном напряжении сигнала суммарный коэффициент гармоник снижается пропорционально квадрату постоянного напряжения U_L на R_E. Для того чтобы девиация (пределы изменений) напряжения на выходе была максимальной, падение напряжения U_L на R_E выбирается обычно вдвое меньшим напряжения питания. Если пределы изменения уровней сигнала на выходе невелики, то U_L следует выбирать как можно большим.

3.3.3. Другие схемы транзисторных каскадов

Свойства (характеристики и искажения) каскадов, выполненных по другим основным схемам на биполярных и полевых транзисторах, приведены в Приложении A10. Нелинейные искажения каскадов на биполярных транзисторах не зависят от положения рабочей точки. Что же касается схем на полевых транзисторах, то здесь ситуация обратная-их искажения прямо зависят от выбора рабочей точки I_D/I_{DSS}.

Каскады на полевых транзисторах по сравнению с каскадами на биполярных транзисторах имеют более протяженную линейную часть рабочей характеристики, так как для них $U_T = 25$ мВ и, напротив, $|U_P| = 1...5$ В. Искажения дифференциальных усилителей примерно в 10 раз меньше, чем обычных (на отдельных транзисторах) усилителей. В Приложении В дается программа для расчета нелинейных искажений транзисторных каскадов с дополнительной обратной связью.

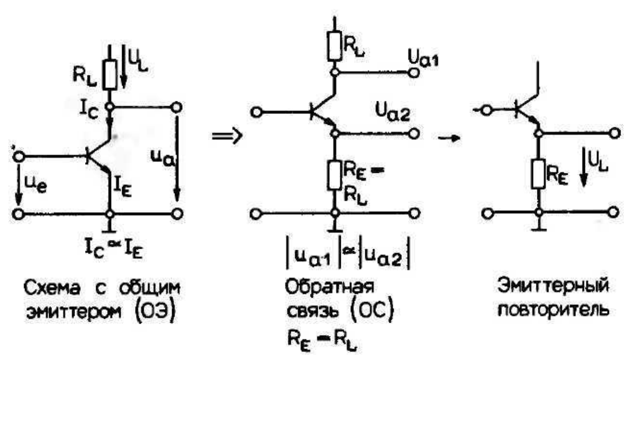


Рис. 3.3.2. Эмиттерный повторитель, полученный путем введения обратной связи в схему с общим эмиттером.

3.4. Динамические интермодуляционные искажения

Результаты, полученные при анализе работы схем в статическом режиме (статические характеристики), не вполне пригодны для зависящих от частоты динамических характеристик, в частности, при рассмотрении многокаскадных усилителей (операционных, мощных выходных усилителей). Для реальных усилителей характеристика усиления холостого хода v_0 по существу сходна с характеристикой фильтра НЧ. При этом частотно-зависимые амплитудные и фазовые искажения создаются между входным сигналом и сигналом ОС, выделяемым из выходного сигнала. Поэтому перегружаться могут, например, входные каскады, находящиеся перед частотно-определяющими элементами цепи. Точный расчет для случая слабых нелинейностей может быть заменен представлением сигналов с помощью последовательностей Вольтерра [3.1].

Так называемые «динамические нелинейные искажения» возникают на фронтах сигналов, где скорость нарастания сигнала превышает максимально допустимую на выходе усилителя. Основной причиной этих искажений является перегрузка входных каскадов. «Статические» же нелинейные искажения (иногда их называют «стационарные») возникают в основном вследствие перегрузки выходных каскадов.

3.4.1. Скорость нарастания и полоса частот для сигналов большой амплитуды

Для расчета используем модель со статической нелинейной характеристикой элементов усиления и частотно-зависимой линейной передачей, как это обычно имеет место при расчете скорости изменения сигналов в операционных усилителях (рис. 3.4.1, *а, о)* [3.6-3.8].

Для нижних частот коэффициент усиления холостого х о $\underline{V}_d(p) = v_0$ д е л я е т с я крутизной g_m и сопротивлением нагрузки R_L обоих каскадов усиления

$$v_0 = (g_{m1} \cdot R_{L1})(g_{m2} \cdot R_{L2}) = g_{m1} R_{L1} v_2. \tag{3.4.1}$$

Для верхних частот $|1/\omega C_L| \ll R_{L1}$ и $\underline{V}_d(p)$ имеет вид

$$\underline{V}_d(p) \simeq \frac{g_{m1}}{pC_L} \cdot v_2. \tag{3.4.2}$$

Теперь частотно-зависимый коэффициент $\underline{V}_d(p)$ для однополюсного усилителя в режиме слабых сигналов (линейный участок характеристики)

$$\underline{V}_d(p) = \frac{\underline{U}_0}{\underline{U}_d} = \frac{v_0}{1 + p/\omega_0}, \tag{3.4.3}$$

$$v_0 = g_{m1} \cdot R_{L1} \cdot v_2; \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = 1/R_{L1} C_L,$$

где v_0 - коэффициент усиления на нижних частотах, f_0 - граничная частота полосы усиления на уровне — 3 дБ.

Для верхних граничных частот единичного усиления слабых сигналов, при которых $|\underline{V}_d|$ уменьшается до 1, справедливо

$$f_T = v_0 \cdot f_0 = v_0 \cdot \frac{\omega_0}{2\pi} = v_0 \cdot \frac{1}{2\pi R_{L1} C_L} =$$

$$= g_{m1} R_{L1} v_2 \cdot \frac{1}{2\pi R_{L1} C_L} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_{m1} \cdot v_2}{C_L}. \tag{3.4.4}$$

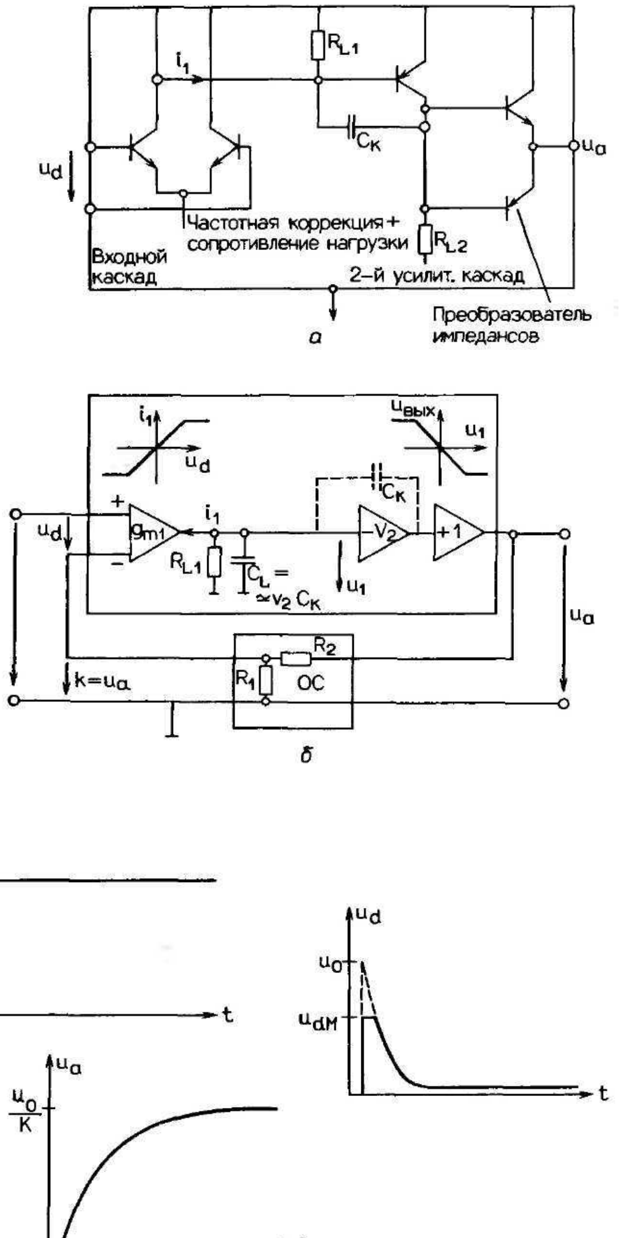


Рис. 3.4.1. Многокаскадный усилитель *(а),* цепь обратной связи (б) и форма сигнала на выходе при подаче на вход единичного импульса (в).

Амплитудный диапазон передачи (динамический диапазон) больших сигналов высокой частоты определяется допустимой для данного каскада максимальной скоростью нарастания сигнала на выходе SR или верхней граничной частотой передаваемого большого сигнала f_M (максимальная частота, при которой гармонический сигнал большой амплитуды передается без искажений с максимальным напряжением на выходе):

$$SR = \max\left\{\frac{dU_a}{dt}\right\}, \quad f_M = \frac{SR}{2\pi u_{a,\max}}. \tag{3.4.5}$$

Для рассматриваемой схемы скорость нарастания сигнала определяется длительностью заряда конденсатора C_L, током i_1 и усилением напряжения v_2:

$$SR = \frac{i_{1,\max}}{C_L}\cdot v_2 = \frac{g_{m1}\cdot u_{d,\max}}{C_L}\cdot v_2. \tag{3.4.6}$$

Видно, что она ограничивается максимальным током на выходе входного каскада $i_{1,\max}$ или, что то же самое, максимальным разностным напряжением на входе $u_{d,\max}$. С учетом (3.4.4) получаем основное выражение для SR:

$$SR = g_{m1}\cdot u_{d,\max}\cdot\frac{v_2}{C_L} = g_{m1}\cdot u_{d,\max}\cdot\frac{2\pi f_T}{g_{m1}} = 2\pi f_T\cdot u_{d,\max}. \tag{3.4.7}$$

Максимальная скорость нарастания сигнала и, следовательно, полоса частот большого сигнала $u_{d,\max}$ связаны с граничной частотой единичного усиления малых сигналов посредством максимального динамического диапазона входного каскада. Но, поскольку граничная частота схемы беспредельно увеличиваться не может (условие устойчивости), расширять полосу передачи больших сигналов можно только путем повышения нагрузочной способности входных каскадов усилителей, т. е. путем увеличения

$$f_M = f_T\cdot\frac{u_{d,\max}}{u_{d,\max}}. \tag{3.4.8}$$

Отметим, что увеличение только $i_{1,\max}$ нецелесообразно, так как, согласно формулам (3.4.4) и (3.4.6), это привело бы также к увеличению частоты граничного усиления.

3.4.2. Усилители с обратной связью

Факторы, характеризующие нагрузочную способность усилителя, а именно максимальная скорость нарастания сигнала SR и верхняя граничная частота f_M, в схемах с обратной связью остаются неизменными. Однако посредством ОС с коэффициентом $\kappa/\kappa \leqslant 1)$ можно увеличить граничную частоту передачи малых сигналов с f_0 до /о $=f_0(kv_0+ \backslash) = k\cdot f_T$. Коэффициент передачи, связывающий напряжение источника сигнала $\underline{U}_e$ с напряжением на входе усилителя $\underline{U}_d$, имеет вид

$$\frac{\underline{U}_d}{\underline{U}_e} = \frac{\omega_0}{\omega'_0}\cdot\frac{1+p/\omega_0}{1+p/\omega'_0}; \quad \omega'_0 = 2\pi f'_0 = 2k\omega_T. \tag{3.4.10}$$

На нижних частотах он значительно меньше 1, на частотах $f \geqslant f_0$ он возрастает с крутизной 6 дБ/окт и на частотах выше f'_0 напряжение на входе усилителя становится равным напряжению сигнала источника $\underline{U}_e$. Если с помощью уравнения (3.4.10) рассчитать коэффициент передачи для случая сигнала единичной амплитуды на входе, то можно видеть, что в момент перепада его амплитуда на входе U_0 максимальна и

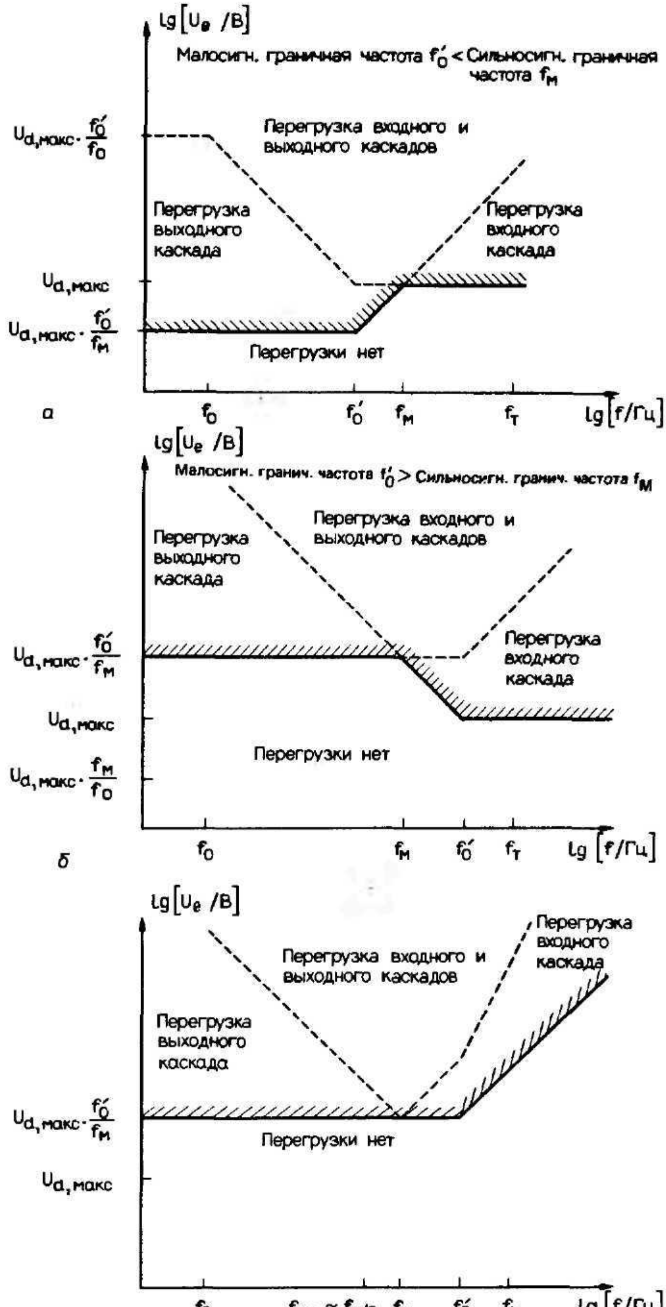


Рис. 3.4.2. Максимальный уровень входного гармонического сигнала U_e. Усилитель с обратной связью с $f_0 < f_M$ (*а*), $f_0 > f_M$ (*б*) и дополнительным ***RC*-фильтром** НЧ на входе (в).

затем по экспоненте спадает до установившегося значения $U_0/(1 + kv_0)$ (рис. 3.4.1,в). Поскольку при увеличении коэффициента обратной связи ($k \to 1$) тот же уровень сигнала на выходе U_e можно получить путем увеличения уровня сигнала источника U_a, это легко привело бы к перегрузке входного каскада.

Можно показать, что в усилителях с ОС перегрузка входного каскада может наступить и в случае, когда граничная частота слабого сигнала при спаде усиления на 3 дБ оказывается выше $0{,}5 f_M$ (рис. 3.4.2, *а, б*).

3.5. Способы снижения динамических нелинейных искажений

3.5.1. Ограничение полосы частот входного сигнала

При ограничении полосы частот входного сигнала уменьшается число составляющих верхних частот, что позволяет снизить максимальную скорость нарастания сигнала SR. При использовании фильтра НЧ 1-го порядка с верхней граничной частотой (при спаде характеристики на 3 дБ) f_{TP}, нормированную относительно $U = 1$ В, SR можно снизить до

$$\mathrm{SR} = 4\pi f_{TP},$$

$$\mathrm{SR} = 0{,}25\ \text{В/мкс при}\ f_{TP} = 20\ \text{кГц}. \qquad (3.5.1)$$

При использовании фильтров более высоких порядков значение SR можно снизить вдвое.

Ограничение полосы входного сигнала с помощью RC-фильтра 1-го порядка, включенного перед входом усилителя, позволяет работать усилителю без перегрузки

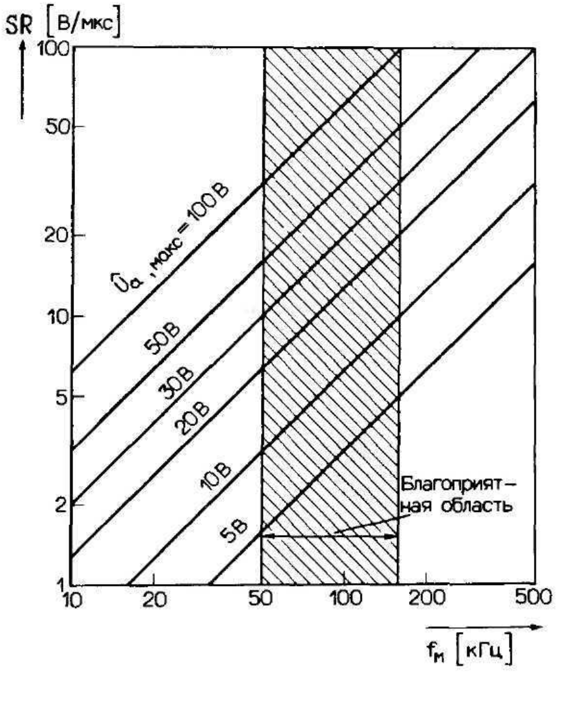


Рис. 3.5.1. Скорость нарастания сигнала (SR) и полоса частот f_M в сильносигнальном режиме в зависимости от напряжения на выходе усилителя.

входного каскада при любых коэффициентах ОС ($k \to 1$), если верхняя граничная частота фильтра удовлетворяет условию (рис. 3.4.2,в)

$$f_{TP} \leqslant \frac{f_M}{2} \cdot \frac{f_0}{f_0 - f_M} \simeq \frac{f_M}{2}. \tag{3.5.2}$$

Следовательно, для усилителей звукового диапазона, работающих в полосе частот до 20 кГц, верхняя граничная частота фильтра должна быть

$$f_M > 40 \text{ кГц}. \tag{3.5.3}$$

Что касается значения SR, то для высококачественных усилителей оно, безусловно, должно быть больше 0,25... 1 В/мкс на 1 В выходного напряжения, что соответствует f_M 40... 160 кГц (рис. 3.5.1).

3.5.2. Схемотехнические решения

Для передачи широкополосных сигналов (верхняя граничная частота f_M) усилители должны иметь входные каскады с высоким порогом перегрузки $u_{d.max}$. Однако, чтобы избежать опасности самовозбуждений, эта мера не должна сопровождаться одновременным повышением верхней граничной частоты единичного усиления f_T.

Рекомендуемые решения схемы:

- установить на входе RC-фильтр;
- усилитель сделать дифференциальным с местной цепью ОС во входном каскаде (управляемая током ОС по напряжению на эмиттерном сопротивлении R_E), повышающей порог перегрузки $u_{d\,max}$ в $1 + R_E g_m$ раз;
- в дифференциальном усилителе вместо биполярных применять полевые транзисторы, что позволит повысить порог перегрузки $u_{d.max}$ в $|U_P/U_T| \simeq 100$ раз.

Дополнительные меры:

- включать дополнительные компоненты $R_L C_K$ в компенсирующие RC-звенья и в цепи обратной связи;
- осуществлять компенсацию частотной характеристики непосредственно на входе.

Уменьшать общий коэффициент ОС или повышать ток покоя входного каскада нецелесообразно.

Во входных каскадах на отдельных транзисторах сопротивление эмиттера в общей цепи ОС служит одновременно сопротивлением местной ОС для входного каскада. Именно поэтому динамические нелинейные искажения старых транзисторных усилителей зачастую оказываются меньшими, чем у современных дифференциальных усилителей.

3.6. Способы измерений динамических нелинейных искажений

Один из широко применяемых способов измерения динамических нелинейных искажений – так называемый способ «синус-прямоугольных сигналов». Измерительным сигналом служит последовательность прямоугольных импульсов с частотой следования $f_1 = 3{,}18$ кГц, на которую накладывается гармонический сигнал частоты f_2 — 15 кГц. Соотношение амплитуд напряжений сигналов $U_1 : U_2 = 4:1$, скорость нарастания сигналов ограничивается НЧ-фильтром на RC-звеньях, граничная частота фильтра

f_{TP} = 30 и 100 кГц. Мерой нелинейных искажений служит отношение эффективных значений продуктов интермодуляции к амплитуде гармонического сигнала.

Другой способ основан на использовании измерительного сигнала, который состоит из двух гармонических сигналов одинаковой амплитуды, немного различающихся по частоте. Такими парными частотами могут быть, например, f_1 = 14 и f_2 = 15 кГц и f_1 = 19 и f_2 = 20 кГц. Мерой искажений служит отношение эффективных значений амплитуд продуктов интермодуляции с частотами $mf_1 + nf_2$ к амплитуде сигналов основных частот.

Третий способ–способ пилообразных сигналов–основан на использовании сигнала пилообразной формы с частотой следования импульсов f_1 = 20 кГц, который периодически (с частотой $f_2 = f_1/256$)меняет полярность. Искажения, вызываемые ограниченной скоростью нарастания сигнала, проявляются в виде периодических (с частотой f_2) смещений средних значений постоянной составляющей напряжения. Мерой искажений служит отношение уровней этого низкочастотного напряжения и пилообразного сигнала.

3.7. Искажения в пассивных элементах схем

Нелинейные искажения в пассивных элементах схем, как правило, меньше, чем в активных усилительных элементах. Они возникают преимущественно в элементах межкаскадной связи усилителей, которые не охвачены обратной связью.

3.7.1. Искажения в резисторах

Углеродистые резисторы обладают свойством детектирования. Возникающие в них нелинейные искажения не превышают 0,1%, но увеличиваются с нагрузкой. Свойства металлизированных тонкопленочных резисторов в этом отношении более благоприятны.

3.7.2. Искажения в конденсаторах

Критичными в отношении нелинейных искажений являются такие конденсаторы, емкость которых изменяется с изменением приложенного напряжения. К ним относятся прежде всего полярные электролитические конденсаторы, работающие с напряжением смещения. Искажения в танталовых конденсаторах при недостаточном смещении достигают 1%. Существуют электролитические конденсаторы с обкладками из алюминиевой фольги и твердым электролитом. В них искажения составляют примерно 0,01%. Они предпочтительнее аналогичных конденсаторов с жидким электролитом и объемно-пористым анодом, искажения которых достигают 0,1%. Правильный выбор напряжения смешения электролитических конденсаторов особенно важен для схем с симметричным напряжением питания. Однако во всех случаях рекомендуется применять электролитические конденсаторы, номинальные напряжения $U_{ном}$ которых значительно выше, чем передаваемых сигналов ($U_{ном} \gg U_{сигн}$).

Наряду с электролитическими конденсаторами большие нелинейные искажения (до 1%) свойственны также и керамическим конденсаторам. Наряду с этим отметим, что конденсаторы с изоляцией из полиэфирных смол нецелесообразно использовать в сигнальных цепях. Лучшими из них являются конденсаторы с изоляцией из полистирола или тефлона. Конденсаторы обоих типов отличаются и минимальными переходными процессами, что очень важно, например, для схем выборки и хранения в цифровых системах.

4. Шумы

4.1. Общие сведения

Шумы элементов схем определяют физический предел нижних уровней обрабатываемых сигналов. Точной временной функции предсказания шумовых величин не существует, оценке поддается только вероятность появления определенных уровней шума или его мощность.

4.1.1. Параметры шума

Величины, характеризующие шум,– **среднеквадратичная** временная флуктуация напряжения $\overline{U^2(t)}$ или тока $\overline{I^2(t)}$ и спектральная плотность напряжения шума $e(f)$ или тока $i(f)$. В качестве измеряемых величин служат эффективные значения U_R и I_R, которые получаются путем интегрирования значений плотностей $e(f)$ и $i(f)$ по полосе частот (размерность величин $В/\sqrt{Гц}$ и $А/\sqrt{Гц}$) [8.1–8.4]:

$$U_R = \sqrt{\overline{U}^2} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} e^2(f)\,df}, \quad I_R = \sqrt{\overline{I}^2} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} i^2(f)\,df}. \tag{4.1.1}$$

Подынтегральные величины $e^2(f)$ и $i^2(f)$ – это спектральные плотности мощности (размерности их $В^2/Гц$ и $А^2/Гц$), приведенные к опорному сопротивлению 1 Ом. В технической литературе эти величины часто приводятся в виде $e^2(f) = W_u(f) = G_u(f)$ и $i^2(f) = W_i(f) = G_i(f)$.

На практике интегрирование выражений (4.1.1) можно заменить численным суммированием шумов узких частотных полос, пользуясь уравнением

$$\overline{U}^2 = \int_{f_1}^{f_2} e^2(f)\,df \simeq \sum_i [e^2(f_i)\cdot \Delta f_i]. \tag{4.1.2}$$

Белый шум

В случае когда $e(f)$ или $i(f)$ не зависят от частоты (условие белого шума), уравнения (4.1.1) упрощаются, принимая вид

$$U_R = \sqrt{e^2\cdot B} = e\sqrt{B}, \quad I_R = \sqrt{i^2\cdot B} = i\sqrt{B}. \tag{4.1.3}$$

Видно, что суммарный шум частотной полосы пропорционален корню из ширины этой полосы $B = f_2 - f_1$, выраженной в герцах. Для полосы шириной B = 20 кГц справедливы численные выражения:

$$U_R = 141\cdot e\,[нВ], \quad I_R = 141\cdot i\,[пА]. \tag{4.1.4}$$

Значения e подставляются здесь в единицах $нВ/\sqrt{Гц}$, значения i – соответственно в $пА/\sqrt{Гц}$.

Мерцательный шум («фликкер-шум»)

Кроме частотно-независимого шума в полупроводниках возникает составляющая шума, растущая при уменьшении частоты почти по закону $1/f$. Это так называемый «мерцательный» шум («избыточный», «рекомбинационный» шум), связанный с деформацией кристаллической решетки в полупроводниках. Спектр этого шума равно-

мерный. Приближенно плотности этого шума вместе с составляющими белого шума рассчитываются по формулам:

$$e^2(f) = e_0^2\left[1 + \left(\frac{f_e}{f}\right)\right], \quad i^2(f) = i_0^2\left[1 + \left(\frac{f_i}{f}\right)\right], \tag{4.1.5}$$

где f_e и f_i граничные частоты эффекта мерцания (реальные значения лежат в пределах от 10 Гц до 1 кГц). Общее напряжение и ток шума в полосе частот от f_1 до f_2

$$U_R = e_0 \cdot \sqrt{f_e \cdot \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right) + (f_2 - f_1)}, \quad I_R = i_0 \cdot \sqrt{f_i \cdot \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right) + (f_2 - f_1)}. \tag{4.1.6}$$

Импульсные шумы

На низких частотах в полупроводниках возникает еще весьма характерный импульсный шум (дробовой шум, потрескивания, шумовые вспышки). Он существенно зависит от технологии изготовления полупроводника и в современных транзисторах, предназначенных для предварительных каскадов усилителей, пренебрежимо мал.

4.1.2. Сложение шумов

Общий шум нескольких некоррелированных источников представляет собой геометрическую сумму составляющих шумов

$$U_R = \sqrt{\bar{U}_1^2 + \bar{U}_2^2 + \bar{U}_3^2 + \dots}, \quad I_R = \sqrt{\bar{I}_1^2 + \bar{I}_2^2 + \bar{I}_3^2 + \dots}. \tag{4.1.7}$$

В последующих разделах будем предполагать, что рассматриваемые нами источники шума некоррелированы.

4.1.3. Усиление шумов

Шум e_a или i_a, усиленный системой, с передаточной функцией $H(f)$ достигает на выходе величины e_e или i_e:

$$e_a^2(f) = |H(f)|^2 \cdot e_e^2(f), \quad i_a^2(f) = |H(f)|^2 \cdot i_e^2(f). \tag{4.1.8}$$

Эффективные значения напряжения шума U_R или тока I_R на выходе

$$U_R = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} |H(f)|^2 \cdot e_e^2(f) \cdot df} = \sqrt{\bar{U}^2}, \quad I_R = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} |H(f)|^2 \cdot i_e^2(f) \cdot df} = \sqrt{\bar{I}^2}. \tag{4.1.9}$$

В случае нескольких (j) некоррелированных источников шумов $e_j(f)$ или $i_j(f)$ и различных функций передачи $H_j(f)$ сначала, согласно уравнениям 4.1.9, рассчитываются квадратичные флуктуации $\bar{U}_j^2$ составляющих и затем, согласно уравнениям 4.1.7, подсчитывается геометрическая сумма

$$\bar{U}_j^2 = \int_{f_1}^{f_2} |H_j(f)|^2 \cdot e_j^2(f) \cdot df; \quad j = 1, 2, 3\dots,$$

$$U_R = \sqrt{\sum_i (\bar{U}_j^2)}. \tag{4.1.10}$$

При расчетах все составляющие шума e_j или i_j формально считаются линейными, поэтому искомая величина суммарного шума определяется аналогично расчетам в

системах переменного тока

$$e_a = H_1 \cdot e_1 + H_2 \cdot e_2 + H_3 \cdot e_3 + \dots \quad (4.1.11)$$

Искомая функция плотности шума получается в результате возведения в квадрат всех составляющих e_j и функций H_j и их суммирования

$$e_a^2(f) = |H_1(f)|^2 \cdot e_1^2 + |H_2(f)|^2 \cdot e_2^2 + |H_3(f)|^2 \cdot e_3^2 + \dots \quad (4.1.12)$$

Напряжение суммарного шума e_j рассчитывается интегрированием плотности по исследуемой области частот f_2–f_1

$$\bar{U}_{aR}^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_a^2(f)\,df \simeq \sum_{f_i} e_a^2(f_i)\Delta f_i, \qquad U_R = \sqrt{\bar{U}_{aR}^2}. \quad (4.1.13)$$

4.2. Тепловой шум

4.2.1. Шум резисторов

Минимальным шумом любой схемы является тепловой шум (шум резисторов) пассивных элементов. Плотность напряжения теплового шума $e_0^2(f)$ резистора R и соответственно плотность тока шума проводника i_0^2 (f) проводимости $G = 1/R$ не зависят от частоты и составляют

$$e_0^2(f) = 4kTR, \qquad U_R = \sqrt{4kTR\Delta f},$$
$$i_0^2(f) = 4kTG, \qquad I_R = \sqrt{4kTG\Delta f}. \quad (4.2.1)$$

Здесь $к = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К$^{-1}$ – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура в градусах Кельвина, R – сопротивление (Ом), G – проводимость (См), B - полоса частот (Гц). При комнатной температуре 20 °С (293 К, $кT = 4{,}04 \cdot 10^{-21}$ Вт·Гц$^{-1}$) получаем численные выражения:

$$\frac{e_0}{\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}} = 4{,}07\sqrt{\frac{R}{\text{kОм}}}; \qquad \frac{i_0}{\text{пА}/\sqrt{\text{Гц}}} = 4{,}07\sqrt{\frac{\text{kОм}}{R}}, \quad (4.2.2)$$

а для полосы частот $B = 20$ кГц:

$$U_R \;\; 0{,}575 \sqrt{R} \;\; . \qquad I_R \;\; 0{,}575 \sqrt{\text{kОм}} \quad (4.2.3)$$

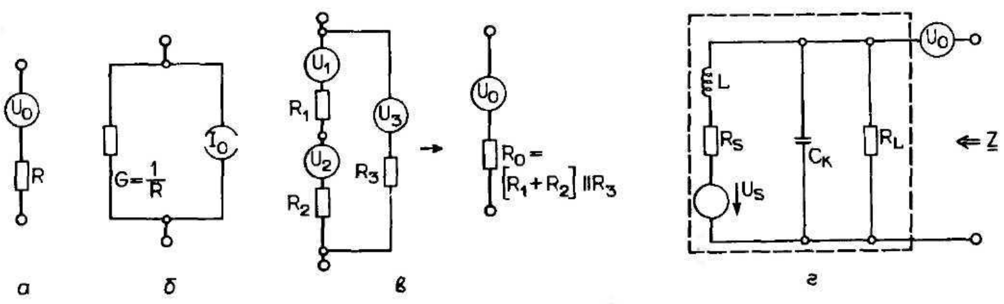


Рис. 4.2.1. Шумовая эквивалентная схема резистора R(а) и проводимости G(б), цепи из нескольких резисторов (в), индуктивного источника сигнала с кабелем и нагрузочным сопротивлением (г).

Эквивалентные схемы замещения шумящего резистора приведены на рис. 4.2.1, *а, б*. Для последовательного и параллельного соединений источников шума справедливы уравнения (4.2.1), для комбинированного соединения – уравнение на рис. 4.2.1, *в*.

4.2.2. Шум импедансов

Для любых комплексных сопротивлений (импедансов) и проводимостей (адмитансов) справедливы общие выражения:

$$e_0^2(f) = 4kT \cdot \mathrm{Re}\{\underline{Z}\},\ U_R = \sqrt{4kT\Delta f \cdot \mathrm{Re}\{\underline{Z}\}},$$

$$i_0^2(f) = 4kT \cdot \mathrm{Re}\{\underline{Y}\},\ \ I_R = \sqrt{4kT\Delta f \cdot \mathrm{Re}\{\underline{Y}\}}, \qquad \textbf{(4.2.4)}$$

где Re $\{\cdot\}$ – действительная составляющая импеданса Z или адмитанса $\boldsymbol{Y}$ (см. Приложение А3).

Мнимые (реактивные) составляющие импедансов, например индуктивности идеальных катушек $Z = pL$ или емкости конденсаторов $Z = 1/pC$, шума не создают. Поскольку действительные составляющие любого импеданса, вообще говоря, частотно-зависимы, то частотно-зависимы и плотности создаваемого ими шума. На рис. 4.2.1, *г* в качестве примера показана эквивалентная схема замещения индуктивного преобразования звуковых сигналов (магнитной головки, звукоснимателя), построенная с использованием уравнений (4.2.4). Собственный частотно-зависимый шум

$$e_0^2(f) = 4kT\left(\frac{a}{a^2 + b^2}\right),$$

$$a = \frac{1}{R_L} + \frac{R_s}{R_s^2 + \omega^2 L^2}, \quad b = C_k - \frac{L}{R_s^2 + \omega^2 L^2}. \qquad (4.2.5)$$

4.3. Шум полупроводниковых диодов

В полупроводниковых диодах (и биполярных транзисторах) первичным является шум, обусловленный переносом носителей зарядов. На малосигнальных схемах замещения он фигурирует как источник шумового тока.

Для полупроводниковых диодов (рис. 4.3.1) в режиме пропускания $U_D > 0$ и в режиме запирания $U_D < 0$ с хорошим приближением (без учета составляющих мерцательного шума) справедливо:

$$i_s^2(f) = 2eI = 2kTg_m,\quad I_s = \sqrt{2kTg_m\Delta f},$$

$$\frac{I_s}{\text{пА}} = 17{,}9 \cdot \sqrt{\frac{I}{\text{мА}} \cdot \frac{\text{В}}{\text{Гц}}}. \qquad \textbf{(4.3.1)}$$

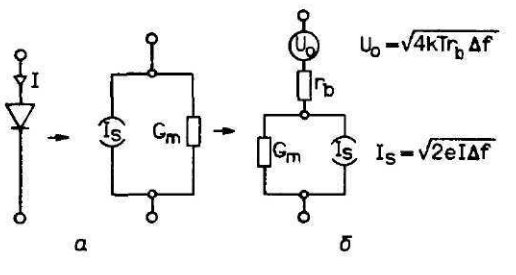


Рис. 4.3.1. Эквивалентная шумовая схема замещения диода в малосигнальном режиме *(а)*, она же с учетом сопротивлений цепи

Здесь $e = 1{,}602\cdot 10^{-19}$Кл – элементарный электрический заряд, I-постоянный ток диода, $g_m = I/U_T$. Шум диода с проводимостью g_m вдвое меньше теплового шума резистора такой же проводимости («полутепловой» шум). Однако если $U_D \cong 0$, $I \cong 0$, то $i_s^2 = 4kTg_m$. В области пробоя $U_D \ll 0$ шум увеличивается еще больше, значительно превосходя значения, получаемые из уравнений (4.3.1); этот шум иногда называют «микроплазменным».

4.4. Шум биполярных транзисторов

Шумовые свойства биполярных транзисторов в звуковом диапазоне частот описывают с помощью эквивалентной схемы замещения (рис. 4.4.1, *а*). Постоянным токам в цепях базы и коллектора I_B, I_C соответствуют почти некоррелированные источники дробового шума i_{nB}, i_{nC}, а источник теплового шума представлен активным сопротивлением $r_b = 10\ldots500$ Ом в цепи базы. Можем записать

$$
\begin{aligned}
i_{nB}^2(f) &= 2e|I_B| \simeq 2kT\frac{g_m}{\beta}, & I_{nB} &= \sqrt{2e|I_B|\Delta f},\\
i_{nC}^2(f) &= 2e|I_C| \simeq 2kTg_m, & I_{nC} &= \sqrt{2e|I_C|\Delta f},\\
e_0^2(f) &= 4kTr_b, & U_0 &= \sqrt{4kTr_b\Delta f},
\end{aligned}
\tag{4.4.1}
$$

где β – коэффициент усиления по току, g_m – крутизна вольтамперной характеристики транзистора.

Для эквивалентных источников шума e_n и i_n на входе схемы рис. 4.4.1, в справедливо

$$
\begin{aligned}
e_n^2(f) &\simeq 4kT\left(r_b + \frac{1}{2g_m}\right), & \frac{U_n}{\text{нВ}} &\simeq 14{,}4\cdot\sqrt{\frac{\text{мкА}}{I_C}\cdot\frac{\Delta f}{\text{Гц}}},\\
i_n^2(f) &\simeq 2e|I_B|, & \frac{I_n}{\text{пА}} &\simeq 0{,}57\cdot\sqrt{\frac{I_B}{\text{мкА}}\cdot\frac{\Delta f}{\text{Гц}}}.
\end{aligned}
\tag{4.4.2}
$$

С увеличением коллекторного тока e_n уменьшается, в то время как i_n нарастает (рис. 4.4.2), причем в величину e_n входит и тепловой шум сопротивления r_b (а также

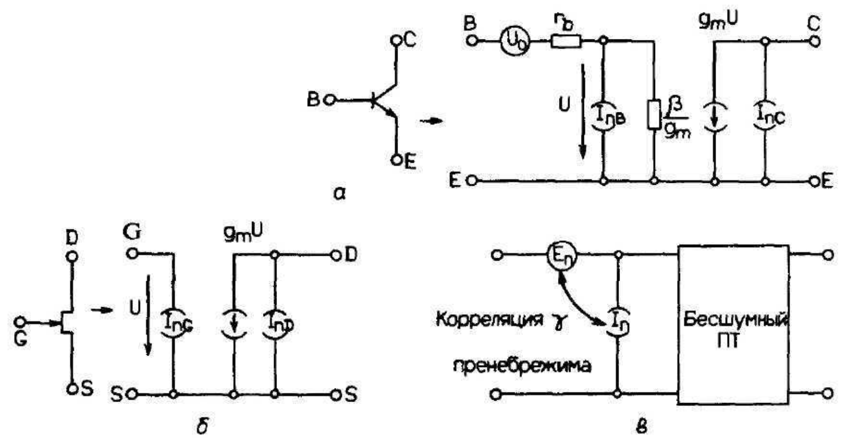


Рис. 4.4.1. Эквивалентные шумовые схемы замещения биполярного транзистора *(а)*, полевого транзистора *(б)*, обобщенная эквивалентная схема с учетом входных источников шума (в).

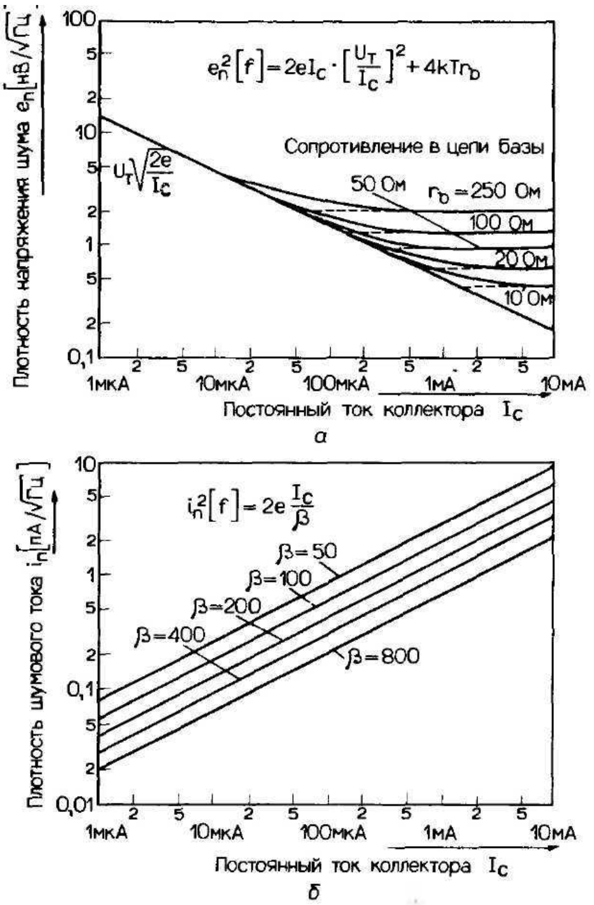


Рис. 4.4.2. Приведенная ко входу плотность шумового напряжения $e_n(f)$ биполярного транзистора в зависимости от тока коллектора и сопротивления в цепи базы (*а*), от плотности шумового тока $i_n(f)$(*б*).

шум эмиттерного сопротивления R_E). Согласно формуле $e_{nx}^2 = i_x^2/g^2$, в коллекторной цепи присутствуют составляющие всех шумовых токов i_x (здесь крутизна усилителя $\partial = g_m$). Рассмотренный ранее мерцательный шум, который возрастает с уменьшением частоты по закону $1/f$, с достаточной степенью приближения может быть учтен в составе дробового шума тока базы.

4.5. Шум полевых транзисторов

Шумы полевых транзисторов в диапазоне звуковых частот рассчитываются по приближенным формулам (рис. 4.4.1, *б)*

$$i_{nD}^2(f) \simeq \frac{8}{3}kTg_m, \quad I_{nD} \simeq \sqrt{2{,}67kTg_m\Delta f},$$

$$i_{nG}^2(f) \simeq 4kT\mathrm{Re}\{Y_{11}\} + 2e|I_{GS}| \simeq 0, \tag{4.5.1}$$

где g_m – крутизна, $\underline{Y}_{11}$ – входная проводимость, I_{GS} – ток запирания канала полевого МДП-транзистора с изолированным затвором (JFET). За исключением случаев очень высокоомных ($|Z_Q|$ ~ МОм) или емкостных источников сигнала, например предвари-

тельных усилителей конденсаторных микрофонов, величина i_{nG}^2 пренебрежимо мала (как и в упомянутых полевых **МДП-транзисторах** i_{nG} = 0,01 **пА/$\sqrt{}$Гц).**

Шум цепи стока полевого транзистора i_{nD} также можно представить на схеме в виде эквивалентного источника шумового напряжения на входе $e_{nD} = i_{nD}/g_m$ (рис. 4.4.1, в)

$$e_n^2(f) \simeq \frac{8}{3}kT\frac{1}{g_m} = \frac{4}{3}kT\frac{|U_P|}{\sqrt{I_D I_{DSS}}}, \quad i_n^2(f) \simeq 0. \tag{4.5.2}$$

где U_P–напряжение отсечки. I_D–постоянный ток в цепи стока, I_{DSS} максимальный постоянный ток стока.

Видно, что шум полевого транзистора тем меньше, чем больше ток стока I_D. По этому показателю наиболее благоприятны полевые транзисторы типа «А» с малым напряжением отсечки $|U_P|$, у которых крутизна g_m сохраняет свою величину при малых постоянных токах I_D в цепи стока. Поэтому они допускают большие сопротивления в цепи стока и позволяют получить большие усиления напряжения v_u.

4.6. Шум операционных усилителей

Возникающий в усилителе суммарный шум может быть представлен как шум эквивалентных источников на входе e_n, i_{n+}, i_{n-} (рис. 4.6.1). При расчетах определяется шум каждого усилительного элемента и затем приводится ко входу. Источники шумового тока характеризуют лишь ток входного каскада, все остальные источники представляются совместно величиной e_n.

Программа для расчета шумов усилителя с комплексными источниками сигнала при частотно-зависимом усилении приведена в Приложении В.

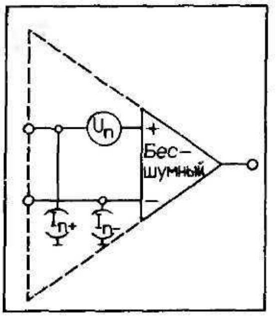


Рис. 4.6.1. Обобщенная эквивалентная схема шумящего усилителя.

4.7. Коэффициент шума

Суммарная плотность напряжения шума на входе усилителя, согласно схеме на рис. 4.7.1, равна

$$e_T^2(f) = e_G^2 + e_n^2 + R_G^2 \cdot i_n^2. \tag{4.7.1}$$

Здесь e_G–**тепловой** шум источника сигнала, e_n, i_n–**эквивалентные** собственные шумы усилителя на входе. Если иметь в виду комплексный входной импеданс Z_G, то составляющую $R_G^2 \cdot i_n^2$ следует заменить на $|Z_G^2| \cdot i_n^2$.

Отношение суммарной плотности шума e_T^2 (вместе с шумом самого усилителя) к тепловым шумам источников сигнала (генераторным шумам) e_G характеризуется



Рис. 4.7.1. Эквивалентная схема усилителя для расчета коэффициента шума *F*.

коэффициентом шума *F*. Это отношение, представленное в логарифмическом масштабе, и есть коэффициент шума *F**, измеряемый в децибелах:

$$F = \frac{e_T^2}{e_G^2} = 1 + \frac{e_n^2 + R_G^2 \cdot i_n^2}{e_G^2}; \quad F^* = 10\lg(F). \tag{4.7.2}$$

У нешумящего усилителя коэффициент шума был бы $F = 1$ ($F^* = 0$ дБ). У реальных усилителей с частотно-зависимым коэффициентом усиления $v(f)$ или с частотно-зависимыми источниками шума F_B широкополосный коэффициент шума должен определяться по отношению к суммарному напряжению шума U_n.

4.7.1. Шум биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером

В транзисторе на рис. **4.4.1,*a*** шумовой ток i_a возникает в цепи коллектора (составляющей мерцательного шума пренебрегаем). В этих условиях коэффициент шума F при $r_e \simeq \beta/g_m$ [4.4]

$$i_a^2(f) = i_{nC}^2 + \frac{g_m^2 r_e^2 (r_b + R_G)^2}{(r_e + r_b + R_G)^2} \cdot i_{nB}^2 + \frac{r_e^2 g_m^2}{(r_e + r_b + R_G)^2} \cdot 4kT(r_b + R_G),$$

$$F = 1 + \frac{1}{2g_m R_G} + \frac{g_m R_G}{2\beta}\left(1 + \frac{2r_b}{R_G} + \frac{r_b^2}{R_G^2}\right) + \frac{r_b}{R_G}. \tag{4.7.3}$$

Отсюда следует, что для уменьшения шума каскада минимальный коэффициент усиления по току β следует выбирать как можно большим, а добавочное сопротивление r_b – как можно меньше, например значительно меньше сопротивления эквивалентного генератора R_G.

Коэффициент шума $F_{\min}$ становится минимальным при оптимальном токе коллектора $I_{C,opt}$, определяемом из формулы

$$I_{C,opt} = \frac{U_T}{R_G}\sqrt{\frac{\beta}{1 + \frac{2r_b}{R_G} + \frac{r_b^2}{R_G^2}}} \simeq \frac{U_T}{R_G}\sqrt{\beta}. \tag{4.7.4}$$

В этом случае $F_{\min} \simeq 1 + \frac{r_b}{R_G} + \sqrt{\frac{1}{\beta}}$,

где $U_T = 26$ мВ – температурное напряжение (отношение произведения постоянной Больцмана и абсолютной температуры к заряду электрона).

Оптимальный ток коллектора уменьшается с увеличением внутреннего сопротивления эквивалентного генератора R_G. Низкоомные источники сигналов требуют больших токов коллектора. Например, при $R_G = 200$ Ом и усилении по току $\beta = 200$

оптимальный ток коллектора $I_{C,opt}=1,8$ мА. Разумеется, что здесь следует учитывать и шум сопротивления r_b. Наиболее благоприятные значения сопротивления R_G, при которых коэффициент F^* меньше 3 дБ, лежат в пределах 100 Ом $\leqslant R_G \leqslant$ 100 кОм.

Можно показать, что для транзисторных каскадов с общей базой ситуация такая же, как для схем с общим эмиттером.

4.7.2. Шум полевого транзистора в схеме с общим истоком

Если результаты, полученные при анализе эквивалентной схемы биполярного транзистора, распространить на схему полевого транзистора, то выражение для коэффициента шума несколько упрощается:

$$F = 1 + \frac{2}{3}\cdot\frac{1}{g_m R_G} = 1 + \frac{|U_P|}{3R_G\sqrt{I_D I_{DSS}}}. \qquad (4.7.5)$$

Видно, что малошумящие усилители требуют большой крутизны, а их благоприятная рабочая точка $I_D \cong I_{DSS}$. При увеличении R_G коэффициент шума уменьшается. Усилители на полевых транзисторах целесообразны для работы с высокоомным источником сигнала ($R_G >$ 1 кОм), им следует отдавать предпочтение перед усилителями на биполярных транзисторах при $R_G >$ 50 кОм. Недостатком усилителей на полевых транзисторах является повышенный мерцательный шум в области частот до $f_F =$ 1 кГц. Прежде всего это относится к полевым транзисторам МОП-структуры, у которых полоса повышенного мерцательного шума простирается до $f_F =$ 10 кГц.

Для характеристики полевых транзисторов часто используется относительный коэффициент шума F^* при заданном внутреннем сопротивлении источника R_G

$$e_e^2(f) \cong (10^{F^*/10} - 1)\cdot 4kTR_G. \qquad (4.7.6)$$

4.7.3. Шум операционных усилителей, используемых в качестве предварительных

Для описания шумовых свойств операционных усилителей с использованием эквивалентных источников шума e_n^2 и i_n^2 (рис. 4.7.1) справедливы выражения (4.7.1) и (4.7.2). Видно, что коэффициент шума F минимален при оптимальном внутреннем сопротивлении $R_{G,opt}$:

$$R_{G,opt} = \sqrt{\frac{e_n^2}{i_n^2}} = \frac{e_n}{i_n},$$
$$F_{\min} = 1 + \frac{e_n\cdot i_n}{2kT} = 1 + \frac{e_n^2}{2kTR_G}. \qquad \textbf{(4.7.7)}$$

В то время как коэффициент шума F достигает минимума при $R_G = R_{G,opt} > 0$, плотность напряжения суммарного шума e_T на входе становится минимальной при

$$R_G = 0: \quad e_T^2(f) = e_n^2,$$
$$R_G = R_{G,opt}: \quad e_T^2(f) = 2e_n^2 + 4kTe_n/i_n. \qquad (4.7.8)$$

Благоприятными с точки зрения шумовых свойств усилителя являются импедансы источников (полные внутренние сопротивления источников) $|Z_G| \leqslant R_{Gopt}$, если при этом увеличение Z_G (например, трансформаторов) не приведет к увеличению напряжения сигнала. Это замечание касается также регуляторов громкости и тембра. Их импедансы следует выбирать настолько малыми, чтобы для всех положений регуляторов удовлетворялось условие $R_G < R_{G,opt}$.

4.7.4. Максимальное отношение сигнал/шум (С/Ш)

Максимальное отношение С/Ш (SNR) на выходе усилителя ограничивается максимальным напряжением на выходе $u_{e.\max}$ (пиковое значение) и усиленным вместе с полезным сигналом входным напряжением шума

$$\overline{U^2_{e,\text{экв}}} \cong e_T^2(f)\cdot B,$$

$$\text{SNR}_{\max} = 20\lg\frac{U_{a,\max}}{\sqrt{2}\cdot\sqrt{U^2_{e,\text{экв}}}\cdot v'}\ (\text{дБ}). \tag{4.7.9}$$

Если п $U_{a,\max} = 15$ В, $e_T(f) = 5$ нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$, В = 20 кГц, максимальное отношение С/Ш = 123,5 дБ при v' — ш. Соответственно при $v'' = 100$ имеем С/Ш = 103,5 дБ, т.е. при возрастании усиления сигнала отношение С/Ш снижается.

4.8. Шум многокаскадных усилителей

Особенно важное значение для усилителей имеет их суммарный шум, т.е. шум нескольких последовательно включенных каскадов или усилителей (рис. 4.8.1):

$$F \simeq \frac{e_G^2 + e_1^2}{e_G^2} + \frac{e_2^2}{e_G^2}\cdot\frac{1}{v_1^2} + \frac{e_3^2}{e_G^2}\cdot\frac{1}{v_1^2 v_2^2} + \ldots,$$

$$F = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{v_1^2} + \frac{F_3 - 1}{v_1^2 v_2^2} + \ldots. \tag{4.8.1}$$

Основную долю в суммарном коэффициенте шума составляет шум первого каскада. Шумы последующих каскадов уменьшаются пропорционально усилению предшествующих каскадов. Поэтому на практике следует стремиться к тому, чтобы коэффициент шума первого каскада был как можно меньше, а **усиление—как** можно больше, по крайней мере больше $10 (v_1 \geqslant 10)$.

4.8.1. Прочие факторы шума усилителя

Источники шума на выходе усилительного каскада (например, цепь коллектора каскада с ОЭ) обусловливают повышение плотности шумового напряжения на входе e_n. При усилениях напряжения $v_u = g_m R_L \geqslant 50$ шумовая составляющая сопротивления цепи коллектора (или стока) R_L (рис. 4.8.2, я) пренебрежимо мала ($F^* \leqslant 1$ дБ).

Источники постоянного тока, используемые для увеличения усиления («активная нагрузка» рис. 4.8.2, *б*), вызывают повышенный шум на чисто активных сопротивлениях нагрузки. Целесообразно строить схему усилителя комбинированно, а именно: в каскаде T_1 использовать биполярный транзистор, а в качестве источника тока нагрузки (каскад T_2)—полевой транзистор, у которых $F^* < 1$ дБ. Если же в обоих каскадах

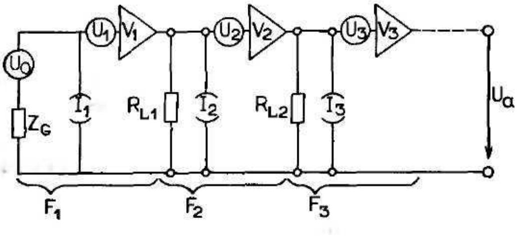


Рис. 4.8.1. Последовательное соединение нескольких усилителей.

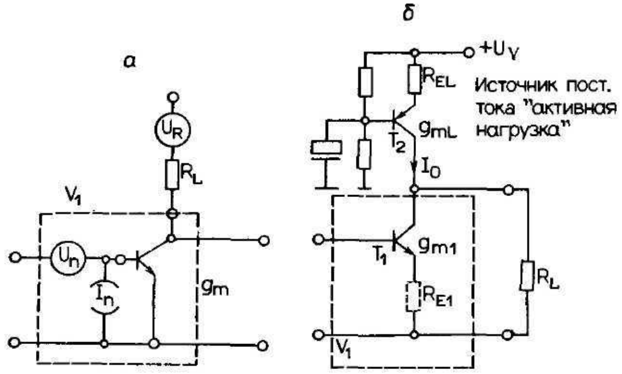


Рис. 4.8.2. Схема для анализа дополнительных составляющих шума усилителя с учетом нагрузочного сопротивления R_L(*а*) и источника постоянного тока (*б*).

использованы однотипные транзисторы (биполярные или полевые), то для получения коэффициента шума $F^* = 1$ дБ требуется, чтобы коэффициент обратной связи каскада T_2 был по меньшей мере в 8 раз больше, чем каскада T_1 $(1/g_{mL} + R_{EL}) \geqslant 8(1/g_{m1} + R_{E1})$. Особенно неблагоприятна в отношении шума схема, в которой каскад T_1 собран на полевом транзисторе, а T_2 — источник постоянного тока — на биполярном. При напряжении $|U_P| = 2$ В на транзисторе T_1 цепь обратной связи источника тока нагрузки должна удовлетворять условию $g_{mL} R_{EL} \geqslant 30$ для $F^* \leqslant 3$ дБ и $R_{EL} \geqslant 200$ для $F^* = 1$ дБ [4.10].

Шумовая составляющая $e_R = 4kTR_{E1}$ сопротивления в цепи эмиттера R_{E1} или истока полностью включается в составляющую входной плотности шума e_n.

4.9. Шум параллельно включенных усилителей

Параллельное соединение каскадов усиления (рис. 4.9.1) позволяет схеме работать при пониженном внутреннем сопротивлении источника сигнала и, что более важно, уменьшить шум на входе. Если в параллель соединены N одинаковых каскадов с одинаковыми e_n и i_n, то суммарные входные величины будут

$$
\begin{aligned}
e_{nN}^2(f) &= \frac{e_n^2}{\sqrt{N}}, \\
i_{nN}^2(f) &= i_n^2\sqrt{N}, \\
R_{GN,\mathrm{opt}} &= \frac{R_{G,\mathrm{opt}}}{N}, \\
F_{N,\min} &= F_{\min}.
\end{aligned}
\tag{4.9.1}
$$

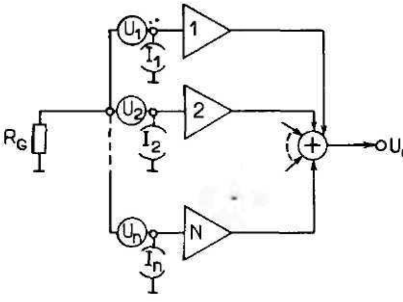


Рис. 4.9.1. Параллельное соединение усилителей.

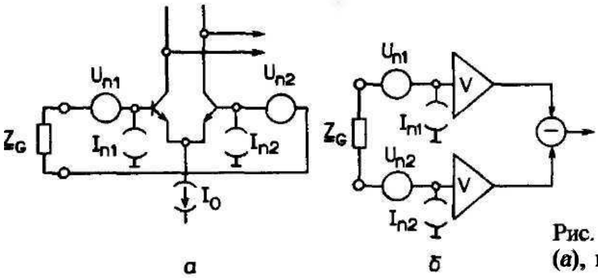


Рис. 4.10.1. Дифференциальный усилитель **(*а*), из**мерительный усилитель (б).

На практике параллельное соединение каскадов используют, например, в усилителях сигнала электромагнитных звукоснимателей с подвижной катушкой, у которых, как известно, весьма малое внутреннее сопротивление **(**$R_G \leqslant$ 10 Ом) [4.11-4.13].

4.10. Шум дифференциальных усилителей

Источник сигнала подключается к обоим входам дифференциального усилителя последовательно. Следовательно, и источники шума транзистора $e_{n1}^2 + e_{n2}^2$ подключаются к источнику сигнала тоже последовательно **(рис.** 4.10.1). Точно так обстоит дело и у так называемых «прецизионных», или измерительных, усилителей. Поскольку шумы обоих предварительных каскадов взаимно независимы, никакой компенсации не наступает, и шумы суммируются геометрически.

Таким образом, у усилителей с дифференциальными входными каскадами (и у измерительных усилителей) эквивалентная плотность напряжения входного шума в $\sqrt{2}$ раз больше, чем для схемы с единственным входным каскадом на полевом транзисторе:

$$e_n^2(f) = e_{n1}^2 + e_{n2}^2,$$

$$e_n(f) = \sqrt{2}\, e_{n1} \quad (\text{при } e_{n1} = e_{n2}). \tag{4.10.1}$$

Для дифференциальных усилителей очень важна симметрия цепей обоих транзисторов, а также симметрия цепей съема сигналов, что позволяет уменьшать шум, создаваемый источником тока I_0. Что касается реализации схем источников тока, то для них справедливы соображения, приведенные выше.

4.11. Трансформаторное согласование

Одна из возможностей согласования источников сигнала с усилителями состоит в использовании трансформаторов. Эквивалентная схема замещения идеального трансформатора показана на рис. **4.11.1.** Оптимальный коэффициент трансформации $\ddot{u}_{opt}$, при котором коэффициент шума F^* получается минимальным, определяется по

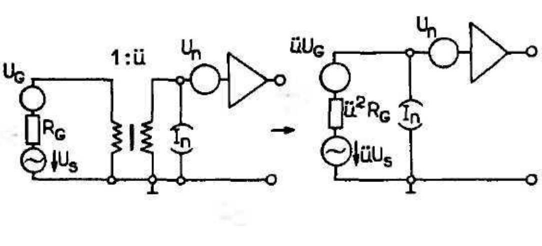


Рис. **4.11.1.** Шумовое согласование низкоомного источника сигнала с усилителем с $R_{G,opt}$ с помощью трансформатора.

оптимальному внутреннему сопротивлению источника $R_{G,\mathrm{opt}}$ согласно формуле

$$\ddot{u}_{\mathrm{opt}} = \sqrt{\frac{R_{G,\mathrm{opt}}}{R_G}}. \tag{4.11.1}$$

На практике такой способ согласования используется в случаях, когда к заданному усилителю должен быть подключен низкоомный микрофон.

4.12. Инвертирующие и неинвертирующие усилители

Схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителей приведены на рис. 4.12.1. Эквивалентная входная плотность шумового напряжения e_T
для неинвертирующего усилителя:

$$e_T^2(f) = e_{GL}^2 + e_{12}^2 + e_n^2 + R_{GL}^2 \cdot i_{n+}^2 + (R_1 \parallel R_2)^2 \times I_{n-}^2,$$
$$e_{GL}^2(f) = 4kTR_{GL};\ R_{GL} = R_G \parallel R_L;\ e_{12}^2 = 4kT(R_1 \parallel R_2); \tag{4.12.1}$$

для инвертирующего усилителя:

$$e_T^2(f) = e_{GL}^2\left(1 + \frac{R_G + R_L}{R_2}\right) + e_n^2\left(\frac{R_G + R_L + R_2}{R_2}\right)^2 + (R_G + R_L)^2 \cdot i_n^2,$$
$$e_{GL}^2(f) = 4KT(R_G + R_L). \tag{4.12.2}$$

У измерительного (неинвертирующего) усилителя цепочка $R_1 \| R_2$ подключена к источнику сигнала последовательно, вследствие чего цепь обратной связи следует выбирать низкоомной ($R_1 < R_G$). В то время как у измерительного усилителя с открытым входом вследствие $R_L > R_G$ напряжение помех больше, чем при рабочей нагрузке на R_G, у инвертирующего усилителя при открытом входе усиление $v_u \cong 1$, поэтому сигналы помехи усиливаются значительно меньше, чем при нормальной нагрузке.

Недостатки инвертирующего усилителя:

- сопротивление R_L, которое определяет входной импеданс $|Z_e| \cong R_L$, соединяется с внутренним сопротивлением R_G последовательно, вследствие чего значительно увеличиваются тепловой шум и составляющая i_n, поскольку в общем случае $R_L > R_G$;
- плотность шумового напряжения e_n увеличивается пропорционально коэффициенту $v_N = 1 + v_I$, т. е. в большей степени, чем полезный сигнал. Это обстоятельство особенно неблагоприятно при $|v_I| \doteq 1$.

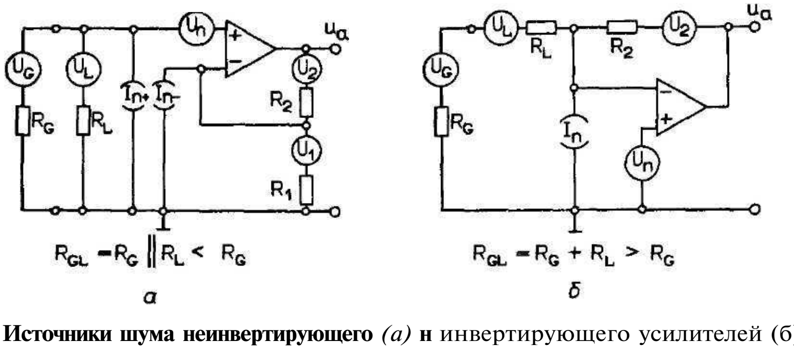


Рис. 4.12.1. Источники шума неинвертирующего *(а)* **и** инвертирующего усилителей (б).

Специальные малошумящие инвертирующие усилители реализуются при сопротивлении $R_L = 0$. Путем соответствующего выбора коэффициента усиления холостого хода и обратной связи можно получить необходимый входной импеданс $Z_L = R_e = R_2/v_s$ (здесь v_s – петлевое усиление ОС).

4.13. Индуктивные и емкостные источники сигнала

Оптимальный коллекторный ток транзистора в схеме ОЭ при данном сопротивлении источника R_G не зависит от частоты $I_{C,\text{opt}} \cong \sqrt{\beta} \cdot U_T/R_G$. В случае комплексного внутреннего сопротивления источника Z_G оптимальный ток коллектора $I_{C,\text{opt}}$ зависит от нижней и верхней граничных частот f_1 и f_2. В случае когда входное сопротивление транзистора удовлетворяет условию $R_e \gg |\underline{Z}_G|$, справедливы следующие приближенные формулы:

для емкостного источника, $\underline{Z}_G = 1/pC$:

$$I_{C,\text{opt}} \simeq U_T \cdot 2\pi C \cdot \sqrt{\beta} \cdot \sqrt{f_1 f_2}; \tag{4.13.1}$$

для индуктивного источника, $\underline{Z}_G = pL$:

$$I_{C,\text{opt}} \simeq \frac{U_T\sqrt{\beta}}{2\pi L} \cdot \sqrt{\frac{3}{f_1^2 + f_1 f_2 + f_2^2}}. \tag{4.13.2}$$

Что касается полевых транзисторов, то у них оптимальной рабочей точки не существует, а коэффициент шума F* уменьшается при увеличении крутизны g_m. Это же справедливо для операционных усилителей, для которых желательно иметь по возможности меньшие входные составляющие шума u_n и i_n.

Плотность шума на выходе усилителя по схеме на рис. 4.12.1,*а* в общем случае при комплексном импедансе Z_x:

$$e_a^2(f) = e_1^2 \cdot \left|\frac{Z_2}{Z_1}\right|^2 + e_2^2 + (e_{GL}^2 + e_n^2 + i_{n+}^2 \cdot |Z_{GL}|^2) \cdot \left|\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}\right|^2 + i_{n-}^2 \cdot |Z_2|^2,$$

$$\begin{aligned} Z_{GL} &= Z_G \,\|\, Z_L, \\ e_1^2 &= 4kT\mathrm{Re}\{Z_1\}, \quad e_2^2 = 4kT\mathrm{Re}\{Z_2\}, \\ e_{GL}^2 &= 4kT\mathrm{Re}\{Z_{GL}\}. \end{aligned} \tag{4.13.3}$$

По этим формулам можно рассчитать эквивалентные шумовые величины и для частного случая, когда $Z_{GL} = 0$ (рис. 14.12.1,*б*).

4.14. Прочие источники шума

Резистор, питаемый постоянным током

Имеющийся в схеме резистор, по которому протекает постоянный ток, создает на выходе шум величиной $4kTR$ («шум токораспределения»). Он зависит от величины тока и увеличивается с частотой по закону $1/f$ (3 дБ на октаву). Мерой этого шума является так называемый «индекс шума» RI^*, представляющий собой отношение напряжения шума U_Z (в вольтах на частотную декаду) к приложенному постоянному напряжению U (в вольтах)

$$RI^* = 20\lg\left(\frac{U_Z}{U}\right). \tag{4.14.1}$$

В усилителях звукового диапазона частот рекомендуется применять только тонкослойные металлические или проволочные резисторы ($RI^* = -20 \ldots -35$ дБ). Углеродистые резисторы обладают $RI^* = -10 \ldots +10$ дБ. Механические повреждения резистивного слоя или выводов могут вызвать контактные помехи, увеличивающие шум.

Переменные резисторы и потенциометры

Ток в углеродистом или керамическом слое переменных резисторов вызывает значительное увеличение шума. Дополнительный шум создается вследствие неравномерности контакта «ползунков». Регуляторы звуковых сигналов (громкости, тембра) следует реализовать так, чтобы постоянный ток по ним не протекал. В регуляторах постоянного тока (например, регулятор рабочей точки) надо добиваться того, чтобы в цепи ползунка (переменного контакта) ток был как можно меньшим; шумящие элементы следует шунтировать блокирующими конденсаторами.

Полярные (электролитические) конденсаторы

При номинальных напряжениях шум в полярных конденсаторах возникает, когда приложенное напряжение имеет обратную полярность. Особенно заметны эти шумы на пиках сигналов в процессах коммутации (включения, выключения). Увеличенный шум при этом может сохраняться в усилителе в течение минут и даже часов. Устранить этот эффект можно с помощью шунтирующих защитных диодов или последовательной цепочки с обратным постоянным напряжением поляризации. Достоинство второго способа состоит в том, что он обеспечивает постоянство импеданса по переменному току и, следовательно, меньшие нелинейные искажения.

Напряжение пробоя полупроводниковых переходов (база–эмиттер)

Превышения пробивных напряжений в биполярных транзисторах (например, в момент включения напряжения питания) могут на некоторое время ухудшить их шумовые свойства (эффект последействия). Для кремниевых биполярных транзисторов таким порогом является прямое напряжение $|U_{BE}| \geqslant 5$ В. В малошумящих усилителях входные транзисторы должны быть защищены диодами (кремниевый диод с малым обратным током), включаемыми навстречу полярности перехода база–эмиттер. В операционных усилителях эту функцию выполняют два диода, встречно включаемые между входами.

Стабилитроны (диоды Зенера), стабилизаторы напряжения (интегральные регуляторы напряжения)

В стабилитронах при напряжениях $|U_Z| \leqslant 5 \ldots 7$ В наступает так называемый «эффект Зенера», следствием которого является дробовой шум $i_R^2 = 2eI_Z$.Стабилитроны -относительно малошумящие приборы.

В стабилизирующих диодах с повышенным напряжением пробоя $|U_Z| \geqslant 5 \ldots 7$ В преобладающим источником шума является лавинный эффект, вызывающий увеличение белого шума и появление дополнительного многоступенчатого импульсного шума («шум вспышки») уровнем в несколько милливольт. Стабилитроны, у которых $|U_Z| \leqslant 5$ В, рекомендуется включать последовательно. Регуляторы напряжения и диоды Зенера, работающие в режиме стабилизаторов, следует подключать к потребителям последовательно через RC-звено развязки.

5. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор представляет собой один из основных элементов современных усилителей. Ток в транзисторе создается переносом носителей зарядов в зоне базы и управляется приложенным к базе напряжением. По типу материала полупроводникового кристалла различают германиевые, арсенид-галлиевые и кремниевые транзисторы. Последние распространены наиболее широко. По типу примеси зон кристалла различают транзисторы типа *npn* и *pnp*.

5.1. Режим сильного сигнала

Эквивалентная схема замещения

Эквивалентная схема замещения биполярного транзистора по **Эберсу–Моллю** приведена на рис. 5.1.1. В режиме больших токов следует предусмотреть дополнительные сопротивления R_B, R_E, R_C в выводах базы, эмиттера и коллектора [5.1–5.5]. В таком виде модель справедлива для стационарного режима, т. е. при работе транзистора на низких и средних частотах, когда всевозможными частотнозависимыми эффектами пренебрегают.

Общий ток в цепях эмиттера I_E и коллектора I_C включает прямую составляющую данного полупроводникового перехода и обратную составляющую другого полупроводникового перехода. В принципе эмиттерные и коллекторные переходы ведут себя одинаково и при изменении на обратную полярности приложенного напряжения могут меняться ролями. В зависимости от величины приложенного к полупроводниковому переходу напряжения на рабочей характеристике различают следующие области:

	npn-транзистор	*pnp*-транзистор
нормально-активная	$U_{BE} > 0,\ U_{CB} > 0$	$U_{BE} < 0,\ U_{CB} < 0,$
инверсно-активная	$U_{BE} < 0,\ U_{CB} < 0$	$U_{BE} > 0,\ U_{CB} > 0,$
область насыщения	$U_{BE} > 0,\ U_{CB} < 0$	$U_{BE} < 0,\ U_{CB} > 0,$
область запирания	$U_{BE} < 0,\ U_{CB} > 0$	$U_{BE} > 0,\ U_{CB} < 0.$

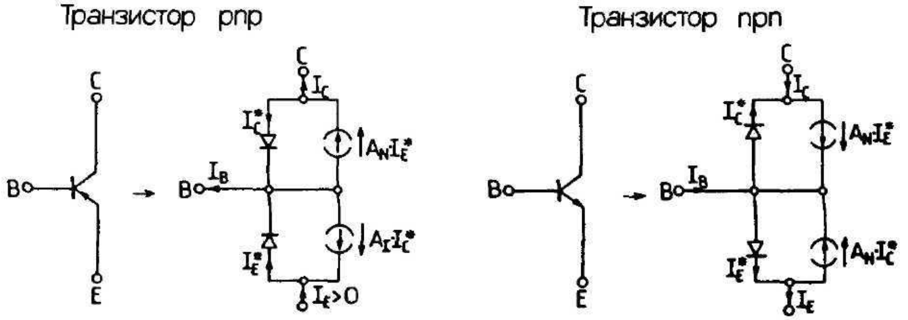


Рис. 5.1.1. Эквивалентная схема *npn*- и *pnp*-**транзисторов** по Эберсу и **Моллю** (A_N... составляющие тока в активном режиме, *A*,... составляющие тока в обратном режиме).

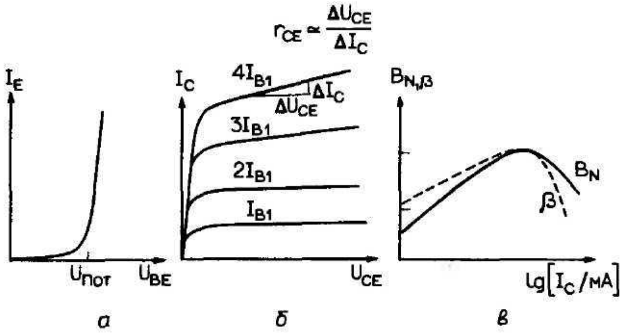


Рис. 5.1.2. Входная (*а*), выходные (б) и амплитудные характеристики (в) реальных транзисторов в схеме с общим эмиттером.

При смещении в прямом направлении для транзистора справедливы следующие известные формулы (транзистор находится в проводящем состоянии):

$$I_C = I_0\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right), \qquad I_E = I_C + I_B, \qquad I_B = \frac{I_C}{B_N} = \frac{I_0}{B_N}\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right), \tag{5.1.1}$$

где I_0 – ток насыщения, $U_T = kT/q = 26$ мВ – температурное напряжение, B_N – усиление по постоянному току.

Нелинейные искажения

Характеристики реальных транзисторов приведены на рис. 5.1.2. Нелинейные свойства транзисторов, работающих в режиме усилителей, описаны в гл. 3 и приводятся в приложении A10. Вследствие экспоненциальности характеристики передачи нелинейные искажения идеального транзистора не зависят от положения рабочей точки.

Температурные свойства

Температурные свойства транзисторов вытекают из зависимости от температуры тока насыщения I_0 и передаточной функции, имеющей экспоненциальный характер. Сильному температурному влиянию подвержена и зависимость тока коллектора от напряжения перехода база–эмиттер $I_C = f(U_{BE})$, которая подчиняется закону $\delta U_{BE}/\delta T \cong$ $= -2{,}7$ мВ/К (при постоянном токе). Если не принимать специальных мер термокомпенсации (U_{BE} = const), то при повышении температуры на каждые 10° ток коллектора I_C увеличивается почти вдвое. Наряду с недопустимым смещением рабочей точки это может привести к возникновению положительной ОС (например, вследствие нагрева транзисторов в оконечном каскаде усилителей).

5.2. Выбор рабочей точки

Для выбора рабочей точки (рис. 5.2.1) используют большую крутизну характеристики перехода база-эмиттер. В первом приближении можно считать напряжение U_{BE} постоянным и не зависящим от частоты $U_{BE} = U_{пот}$ ($U_{пот}$= 0,65 В – для кремниевых транзисторов и 0,3 В – для германиевых). Принимается также, что ток коллектора I_C не зависит от напряжения перехода коллектор–эмиттер U_{CE} (рис. 5.1.2). Напряжение на базе U_B устанавливается с помощью низкоомного делителя напряжения. Этим одновременно определяется напряжение на эмиттере $U_E = U_B - U_{пот}$, а ток эмиттера I_E задается сопротивлением R_E по формуле $I_E = U_E/R_E$. При достаточно большом усилении по току ($I_C > 10 \cdot I_B$) ток коллектора становится почти равным току эмиттера $I_C \simeq I_E$. Таким образом, устанавливается напряжение на коллекторе U_C, которое определяется падением напряжения на R_C по формуле $U_C = U_V - R_C I_C$.

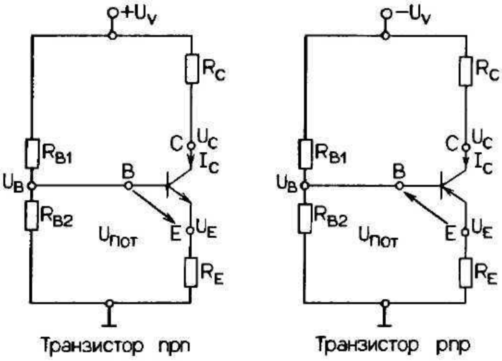


Рис. 5.2.1. Схема выбора рабочей точки.

5.3. Режим малого сигнала на низких частотах

Для анализа свойств транзисторов при передаче малых сигналов их нелинейные характеристики аппроксимируются линейными участками касательной в рабочей точке, т.е. транзистор принимается за линейный элемент. Эквивалентная схема замещения транзистора при этом справедлива лишь для случаев, когда напряжение сигнала изменяется относительно рабочей точки (постоянного тока) в небольших пределах. Эквивалентная схема замещения транзистора при передаче малых сигналов низких частот (примерно до половины граничной частоты единичного усиления) приведена на рис. 5.3.1,*а*.

Важнейший параметр транзистора – его крутизна, которая физически характеризует усиление переменной составляющей тока коллектора при изменении напряжения сигнала в цепи база – эмиттер U_{BE} в рабочей точке при постоянном напряжении в цепи коллектор-эмиттер U_{CE}:

$$g_m = \left.\frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}\right|_{U_{CE}=\mathrm{const}} \simeq \frac{|I_C|}{U_T}, \quad U_T = \frac{kT}{q} (\simeq 26 \text{ мВ при } 300 \text{ К}). \tag{5.3.1}$$

Здесь U_T – температурное напряжение (см. выше). Усиление тока в режиме малого сигнала β (отношение коллекторного тока к току базы) приблизительно равно усилению постоянного тока β_N:

$$\beta = \left.\frac{\partial I_C}{\partial I_B}\right|_{U_{CE}=\mathrm{const}} = B_N + I_B \frac{\partial B_N}{\partial I_B} \simeq B_N. \tag{5.3.2}$$

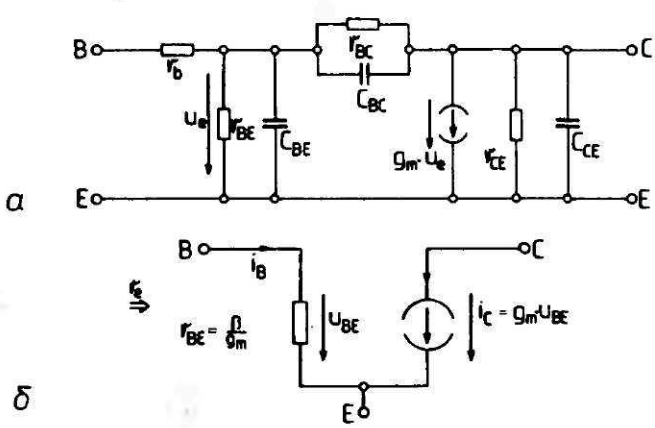


Рис. 5.3.1. Малосигнальная эквивалентная схема транзистора по Гьяколетто (*а*) с упрощениями для случая низких и средних частот (*б*).

Выводы, которые касаются других элементов эквивалентной схемы на рис. 5.3.1,*а*, состоят в следующем: сопротивление в цепи базы r_b, имеющее величину от 20 до 500 Ом, в транзисторах предварительных каскадов усиления при малых и средних токах пренебрежимо мало по сравнению со входным сопротивлением $r_e = \beta/g_m$. Емкость перехода база-эмиттер C_{BE} у этих транзисторов обычно не превышает 10 пФ, у транзисторов промежуточных каскадов усилителей – около 100 пФ, а у оконечных может достигать 1 нФ. Емкость перехода коллектор база C_{CB} (у транзисторов предварительных и промежуточных каскадов ее величина лежит в пределах от 5 до 30 пФ) в каскадах по схеме с общим эмиттером может вследствие эффекта Миллера увеличиться пропорционально коэффициенту усиления напряжения $v_u = g_m R_L$, являясь при этом входной емкостью. Выходное сопротивление r_{CE} (крутизна характеристики I_C— U_{CE}) может быть рассчитано по начальному напряжению U_Y и коллекторному току I_C из формулы $r_{CE} = U_Y/I_C$, где $U_Y = 80\ldots200$ В у транзисторов проводимости *npn* и $U_Y =$ $= 30\ldots 160$ В у транзисторов проводимости *pnp*. Сопротивление $r_{BC} \sim \beta/r_{CE}$ обычно пренебрежимо мало.

Упрощенная эквивалентная схема для низких и средних частот приведена на рис. 5.3.1,*б*.

5.4. Транзистор как четырехполюсник

Для формализованного расчета линеаризованные параметры транзисторов могут рассматриваться как параметры четырехполюсника. В последнее время этот метод теряет свое значение, поскольку современные ЭВМ и программы расчетов позволяют анализировать схемы любой сложности (Приложение В1). Все же отметим, что для транзисторов, работающих в диапазоне низких частот, обычно учитываются реальные (не зависящие от частоты) коэффициенты $\underline{Y}$ матрицы четырехполюсника $\underline{Y}_{ij}$. Однако для расчетов схем, например на полевых транзисторах, они не пригодны. Для анализа работы транзисторов на более высоких частотах лучше использовать систему уравнений четырехполюсника с полными проводимостями и комплексными коэффициентами.

5.5. Основные схемы транзисторных каскадов

По способу подключения входа или выхода транзистора к общей точке различают следующие схемы (рис. 5.5.1):

- с общим эмиттером (ОЭ),
- с общей базой (ОБ),
- с общим коллектором (ОК).

Приводимые ниже параметры наиболее часто встречающихся основных схем справедливы для низких и средних частот (эквивалентная схема на рис. 5.3.1, *б*).

5.5.1. Схема с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 5.5.1, *а*)

Усиление по напряжению

$$v_u = \frac{-\beta R_L}{r_{BE} + R_L \cdot \dfrac{r_{BE}}{r_{CE}}} \simeq -g_m R_L = -\frac{|U_L|}{U_T}.$$

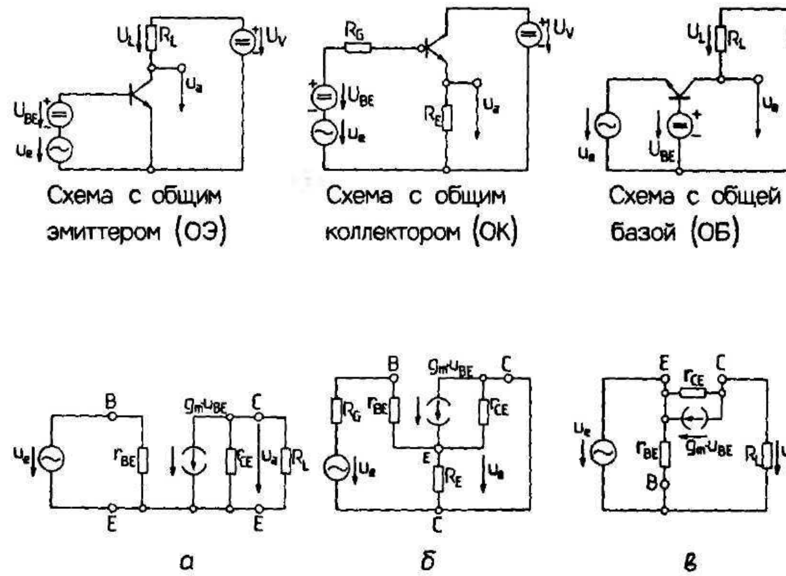


Рис. 5.5.1. Основные схемы включения транзисторов в усилительных каскадах и упрощенные эквивалентные схемы в режиме усиления малых сигналов низких и средних частот.

Усиление по току

$$v_i = \beta \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{R_L}{R_{CE}}} \simeq \beta. \tag{5.5.1}$$

Входное сопротивление

$$r_e = r_{BE} \simeq \frac{\beta}{g_m} = \beta \frac{U_T}{|I_C|}.$$

$$r_a = \frac{R_L}{1 + \dfrac{R_L}{r_{CE}}} \simeq R_L.$$ вление

Усиление по напряжению v_u пропорционально падению постоянного напряжения U_L на сопротивлении, а не самому сопротивлению R_L.

Реально достижимые коэффициенты усиления по напряжению при активной нагрузке лежат в пределах от 50 до 500. Больших коэффициентов можно достичь, если вместо R_L использовать источники постоянного тока.

При заданной рабочей точке I_C схема с ОЭ позволяет получить большие значения коэффициентов усиления (по напряжению, по току), небольшое выходное сопротивление каскада и большое входное сопротивление. Благоприятной является рабочая точка, при которой $r_{BE} \gg R_G$ (входное сопротивление значительно больше внутреннего сопротивления источника R_G – режим «управления напряжением») и $R_L < r_{CE}$. Максимально возможное усиление по напряжению ограничивается величиной сопротивления

перехода **коллектор–эмиттер** r_{CE} (начальное сопротивление):
$|v_u| \leqslant U_Y/U_T$.

Для *npn*-**транзисторов** максимально достижимый коэффициент усиления по напряжению равен примерно 5000, а для *pnp*-**транзисторов** – около 3000.

5.5.2. Схема с общим коллектором (ОК) (эмиттерный повторитель) (рис. 5.5.1)

Усиление по напряжению

$$v_u = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{\beta}\left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}}\right)} \simeq 1.$$

Усиление по току

$$v_i = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{R_E}{r_{CE}}} \simeq \beta.$$

Входное сопротивление

$$r_e = r_{BE} + \beta \cdot \tilde{R}_E \simeq r_{BE} + \beta R_E. \quad (5.5.2)$$

Выходное сопротивление

$$r_a = \frac{\tilde{R}_E(R_G + r_{BE})}{\beta \tilde{R}_E + R_G + r_{BE}} \simeq R_E \parallel \frac{r_{BE} + R_G}{\beta}, \quad \tilde{R}_E = R_E \parallel r_{BE}.$$

Схема с ОК может рассматриваться как схема с ОЭ, охваченная глубокой обратной связью, с коэффициентом усиления в режиме холостого хода $|v_u| = g_m R_L$ и $\kappa = 1$, т. е. с коэффициентом обратной связи $|v_s| = g_m R_L$.

При заданной рабочей точке I_C схема с ОК позволяет получить очень стабильный коэффициент усиления по напряжению $v_u \simeq 1$, высокий коэффициент усиления по току, небольшое выходное сопротивление и большое входное сопротивление.

5.5.3. Схема с общей базой (ОБ)

$$v_u = \frac{\beta}{r_{BE}} \cdot \frac{R_L r_{CE}}{R_L + r_{CE}} \simeq g_m R_L = \frac{U_L}{U_T}.$$

$$v_i = \frac{\beta}{\beta + 1} \simeq 1.$$

$$r_e = \frac{r_{BE}}{\beta}\left(1 + \frac{R_L}{r_{CE}}\right) \simeq \frac{r_{BE}}{\beta} = \frac{U_T}{|I_C|}. \quad (5.5.3)$$

Выходное сопротивление

$$r_a = \frac{R_L r_{CE}}{R_L + r_{CE}} \simeq R_L.$$

При заданной рабочей точке I_C схема с ОБ позволяет получить очень стабильный коэффициент усиления по току $v_i = 1$, большой коэффициент усиления по напряжению, большое выходное сопротивление и небольшое входное сопротивление. При одинаковом со схемой ОЭ усилении по напряжению (и, следовательно, одинаковой частотной характеристике) схема ОБ обладает тем преимуществом, что на ее работу влияет только емкость эмиттер-база C_{BE} и не влияет емкость коллектор база, которая увеличивается вследствие эффекта Миллера.

5.6. Характеристики на высоких частотах

Частотная характеристика коэффициента усиления по току $\underline{\beta} = \underline{I}_C/\underline{I}_B$ аналогична характеристике фильтра НЧ 1-го порядка:

$$\underline{\beta} = \frac{\beta}{1 + jf/f_\beta}, \tag{5.6.1}$$

где $f_\beta = \omega_\beta/2\pi$ – граничная частота на уровне —3 дБ.

Под f_T подразумевается частота, при которой модуль коэффициента усиления уменьшается до 1 (ее чаще называют «частотой единичного усиления»). Частота единичного усиления определяется сопротивлением r_{BE} и диффузионной емкостью C_{BE} (рис. 5.3.1, а):

$$f_T = \frac{\beta}{2\pi r_{BE}(C_{BE} + C_{BC})} \simeq \frac{g_m}{2\pi C_{BE}} = \beta f_\beta. \tag{5.6.2}$$

Для схемы с ОЭ, в случае когда сигнал подается от источника с большим внутренним сопротивлением $R_i \gg r_{BE}$, передаточная функция имеет вид

$$\underline{I}_C = \frac{\beta}{1 + jf/f_\beta} \cdot \underline{I}_B, \tag{5.6.3}$$

где f_β - граничная частота единичного усиления (на уровне —3 дБ).

При подаче сигнала с низкоомного источника $R_i \ll r_b$ граничная частота определяется постоянной времени т = $r_b C_{BE}$, и тогда

$$\underline{I}_C = \frac{g_m}{1 + jf/f_S} \cdot \underline{U}_{BE}; \quad f_S = \frac{1}{2\pi r_b C_{BE}}. \tag{5.6.4}$$

Таким образом, граничная частота f_S в r_{BE}/r_b — 10...20 раз больше частоты f_β. Формулы (5.6.4) справедливы и для схемы с ОБ.

В каскадах с вводимым током эмиттера (например, каскодным) с учетом коэффициента а $= I_C/I_E$

$$\underline{I}_C = \frac{\alpha}{1 + j\dfrac{f}{(1 + \beta)f_\beta}} \cdot \underline{I}_E \simeq \frac{1}{1 + jf/f_T} \cdot \underline{I}_E, \tag{5.6.5}$$

где граничная частота на уровне —3 дБ $f_\alpha = f_T$.

В каскадах, выполненных по схеме эмиттерного повторителя, граничная частота

коэффициента усиления по напряжению $v_u = 1$ лежит в пределах между f_S и f_T, что зависит от сопротивления нагрузки.

Результаты, полученные в частном случае для схем ОЭ, справедливы лишь при условии пренебрежения емкостью перехода база–коллектор (C_{BC}). На практике, однако, эта емкость, увеличивающаяся вследствие эффекта Миллера пропорционально коэффициенту усиления ($|v_u| \cdot C_{BC}$), добавляется ко входной емкости, которая достигает величины

$$C_e = C_{BE} + |v_u| \cdot C_{BC}. \tag{5.6.6}$$

Здесь $|v_u|$ – коэффициент усиления по напряжению. Видно, что при $|v_u| \gg 1$ составляющая $|v_u| \cdot C_{CB} \gg C_{BE}$ оказывается преобладающей, что в конце концов приводит к дальнейшему понижению граничной частоты. Кроме того, при подаче сигнала от низкоомного источника на базу эмиттерного повторителя емкость база коллектор C_{BC} может привести к самовозбуждению на частотах, близких к граничной частоте единичного усиления (см. гл. 13).

5.7. Специальные схемы включения

Некоторые распространенные реализации, полученные путем усовершенствования основных схем, показаны на рис. 5.7.1. Свойства схем в режиме малых сигналов рассчитаны с использованием эквивалентной схемы замещения, рассмотренной в разд. 5.4. Способы выбора рабочей точки здесь рассматривать не будем.

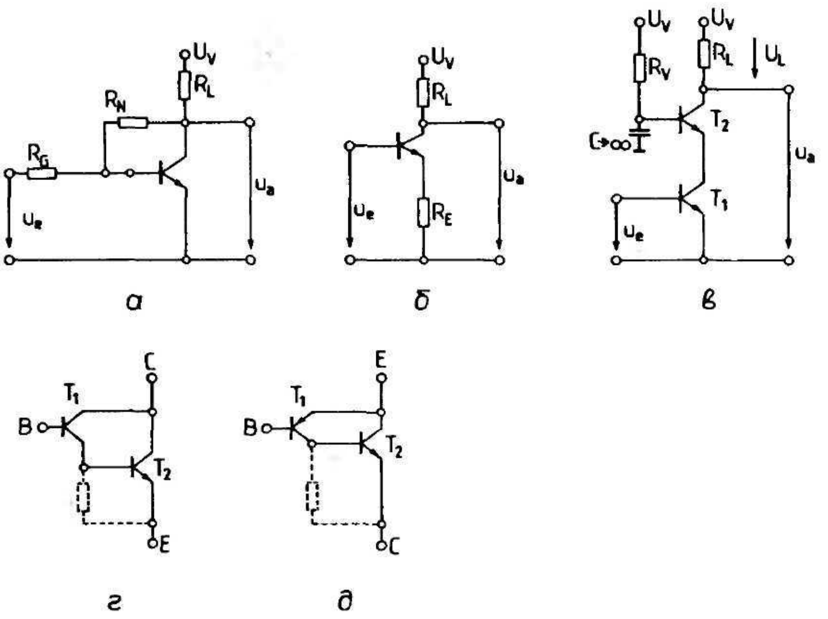


Рис. 5.7.1. Специальные реализации схем: схема ОЭ с управляемой напряжением ОС по току (*а*), схема ОЭ с управляемой током ОС по напряжению (*б*), каскодная схема (в), схема Дарлингтона (*г*), комбинированная схема (*д*).

5.7.1. Схема ОЭ с управляемой напряжением обратной связью по току (рис. 5.7.1,*а*)

Коэффициент усиления по напряжению

$$v_u = \frac{-1}{\dfrac{R_G}{R_N} + k} \simeq \frac{-R_N}{R_G}, \quad k = \frac{r_{BE} + R_G}{\beta(R_L \parallel R_N \parallel r_{CE})}. \tag{5.7.1}$$

Входное сопротивление

$$r_e = R_G + (kR_N \parallel r_{BE}) \simeq R_G.$$

Выходное сопротивление

$$r_a = -v_u \cdot \frac{R_G + r_{BE}}{\beta} \simeq \frac{R_N}{R_G g_m}.$$

Посредством сопротивления R_N часть тока, пропорционального выходному напряжению, отводится на вход. По сравнению с канонической схемой ОЭ у этой схемы меньшие входное и выходное сопротивления. Коэффициент усиления по напряжению поддается регулированию подбором пассивных элементов (в частности, $R_G/R_N \gg k$). Дополнительно включенное сопротивление позволяет уменьшить паразитное влияние емкости коллектор-база на высоких частотах.

5.7.2. Схема ОЭ с управляемой током обратной связью по напряжению (рис. 5.7.1,*б*)

Коэффициент усиления по напряжению

$$v_u = \frac{-1}{R_E/R_L + k} \simeq \frac{-R_L}{R_E}, \quad k = \frac{r_{BE}}{\beta(R_L \parallel r_{CE})}. \tag{5.7.2}$$

Входное сопротивление

$$r_e \simeq \beta R_E + r_{BE} \simeq \beta R_E.$$

Выходное сопротивление

$$r_a = R_L \parallel \left[r_{CE} \cdot \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{BE}} \right) \right] \simeq R_L.$$

Падение напряжения, создаваемое эмиттерным током ($I_E = I_C$) на сопротивлении R_E, действует навстречу входному напряжению транзистора. Схема обладает большим входным сопротивлением, что свойственно схеме с ОК. Выходное сопротивление почти равно сопротивлению нагрузки. Коэффициент усиления по напряжению определяется в основном подбором пассивных элементов R_L и R_E (в частном случае $R_E > (r_{BE}/\beta)$).

5.7.3. Каско́дная схема (рис. 5.7.1,*в*)

Усиление по напряжению

$$v_u = -g_m R_L = \frac{-|U_L|}{U_T}.$$

Входное сопротивление

$$r_e = r_{BE1} \simeq \frac{\beta}{g_m} = \beta\frac{U_T}{|I_C|}. \qquad (5.7.3)$$

Выходное сопротивление

$$r_a = R_L.$$

Входной транзистор T1 работает по схеме с общим эмиттером, где сопротивлением нагрузки служит $r_{BE2}/\beta = 1/g_m$, коэффициент усиления по напряжению $|v_u| = g_{m1}/g_{m2} = 1$. В результате емкость перехода коллектор-база под влиянием эффекта Миллера не увеличивается. Транзистор T2 работает по схеме с общей базой. По переменному напряжению его база замкнута на землю.

Каскóдная схема воплощает в себе достоинство схемы с ОЭ, у которой большое входное сопротивление, и одновременно обладает большими коэффициентами усиления по току и напряжению при малой входной емкости. Благодаря тому что усиление по напряжению близко к единице, шум транзистора T2 имеет примерно такую же величину, как и у T1.

Каскодная схема может быть реализована и на комплементарных транзисторах. Преимущество такого решения состоит в том, что потенциал покоя U_A может быть сделан равным потенциалу входа U_E, следовательно, несколько каскадов могут быть непосредственно соединены между собой.

5.7.4. Схема Дарлингтона (рис. 5.7.1,*г*)

Показанная на рисунке схема является искусственной имитацией ***npn*-транзистора** со следующими входными параметрами:

усиление по току

$$\beta = \beta_1\beta_2,$$

крутизна

$$g_m = \frac{|I_C|}{2U_T}, \qquad (5.7.4)$$

входное сопротивление

$$r_{BE} = r_{BE1} + \beta_1 r_{BE2} \simeq 2\beta\frac{U_T}{|I_C|},$$

выходное сопротивление

$$r_{CE} = r_{CE2} \parallel \left(\frac{2r_{CE1}}{\beta_2}\right) \simeq \frac{2r_{CE2}}{3}.$$

5.7.5. Комплементарная схема Дарлингтона (рис. 5.7.1,*д*) («составной транзистор»)

Показанная на рисунке схема является искусственной имитацией ***pnp*-транзистора** со следующими замещающими параметрами:

усиление по току

$$\beta = \beta_1\beta_2,$$

крутизна

$$g_m = \frac{|I_C|}{U_T}, \tag{5.7.5}$$

входное сопротивление

$$r_{BE} = r_{BE1} \simeq \beta \frac{U_T}{|I_C|},$$

выходное сопротивление

$$r_{CE} = r_{CE2} \parallel \left(\frac{r_{CE1}}{\beta_2}\right) \simeq \frac{r_{CE2}}{2}.$$

Достоинство этой схемы состоит, например, в том, что мощным *npn*-транзистором T2 можно заменить мощный транзистор типа *pnp* (квазикомплементарный выходной каскад). Пара транзисторов T1 и T2, первый из которых типа *npn,* а второй типа *pnp,* может образовать составной транзистор типа *npn.* Для улучшения свойств на высоких частотах в обоих вариантах схемы Дарлингтона ток транзистора T1 увеличивается с помощью показанных на схеме резисторов. Эта же мера позволяет ускорить процесс запирания T2, поскольку потенциал базы снижается значительно быстрее.

5.8. Дифференциальный усилитель

5.8.1. Основные схемы (рис. 5.8.1,*а*)

Дифференциальный усилитель обладает большим коэффициентом усиления разностного входного напряжения (полезного сигнала) v_d, но малым коэффициентом усиления v_g синфазных напряжений (составляющих сигнала помехи) u_g. Параметры схемы:

коэффициент усиления разностных сигналов

$$v_d = \frac{u_{a2}}{u_d} = \frac{-u_{a1}}{u_d} = \frac{\beta R_L r_{CE}}{2r_{BE}(R_L + r_{CE})} \simeq \frac{g_m R_L}{2} = \frac{|U_L|}{2U_T}.$$

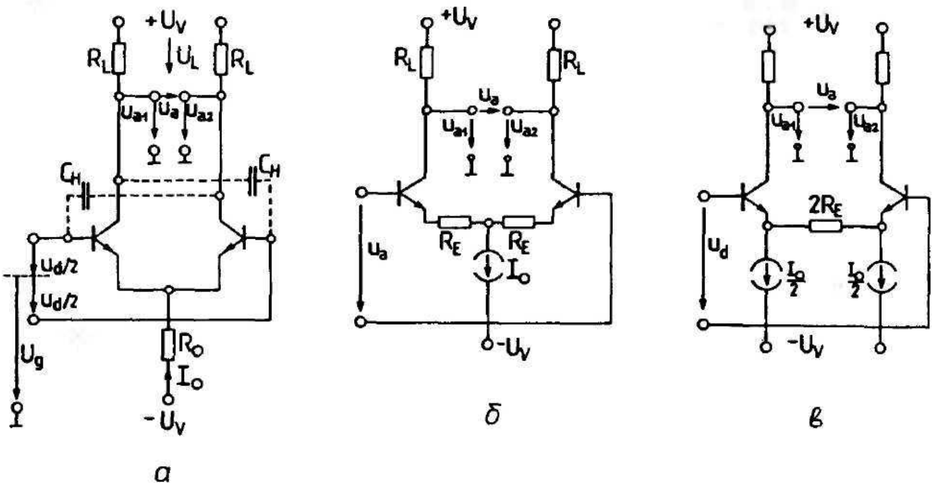


Рис. 5.8.1. Транзисторный дифференциальный усилитель. Основная схема (о), местная ОС (*б*, *в*).

коэффициент усиления синфазных составляющих

$$v_g = \frac{-u_{a1}}{u_g} = \frac{-u_{a2}}{u_g} = \frac{R_L}{2R_0},$$

входное разностное сопротивление (5.8.1)

$$r_e = 2r_{BE},$$

выходное сопротивление

$$r_a = \frac{R_L r_{CE}}{R_L + r_{CE}},$$

коэффициент ослабления синфазных составляющих **(КОСС)**

$$\text{КОСС} = \frac{v_d}{v_g} \simeq g_m R_0.$$

Значительно улучшить свойства усилителя можно, если оба выходных сигнала u_{a1} и u_{a2} далее усиливаются совместно как один разностный сигнал $u_a = u_{a1} - u_{a2}$. При этом коэффициент усиления по напряжению удваивается:

$$v_u = \frac{u_a}{u_d} \simeq -g_m R_L = -\frac{|U_L|}{U_T}. \tag{5.8.2}$$

Что касается усиления синфазных составляющих, то теоретически (абсолютная идентичность транзисторов, точное деление токов) оно должно полностью исключаться (коэффициент усиления равен 0). Это означает, что подавление синфазных составляющих бесконечно велико. Практически реальные значения коэффициента ослабления синфазных составляющих КОСС лежат в пределах 80... ПО дБ для схем со спаренными транзисторами и 40...70 дБ для схем на одиночных транзисторах.

Общее для двух транзисторов эмиттерное сопротивление R_0 обычно заменяют источником постоянного тока I_0, который благодаря большому динамическому выходному сопротивлению $R_0 = r_0$ позволяет достаточно эффективно подавлять синфазные составляющие даже в случае, когда после съема они отсимметрированы не полностью.

Дополнительные конденсаторы C_H позволяют уменьшить входную емкость C_d [5.7]:

$$C_d \simeq \frac{1}{2}[C_{de} + C_{BE} + (1 + v_{u1}) \cdot C_{CB} + (1 - v_{u1}) \cdot C_H]. \tag{5.8.2a}$$

Здесь C_{CB} и C_{BE} – емкостьтранзисторов, а v_{u1} - коэффициент усиления напряжения дифференциального каскада. Поскольку дополнительная емкость $C_H/2$ включается между выходами, граничная частота характеристики усиления уменьшается.

5.8.2. Дифференциальный усилитель с управляемой током обратной связью по напряжению (рис. 5.8.1, *б*)

Коэффициент усиления разностного сигнала

$$v_d = \frac{u_{a1}}{u_d} = \frac{-u_{a2}}{u_d} = \frac{-1}{\dfrac{2R_E}{R_L} + k} \simeq \frac{-R_L}{2R_E}, \quad k = \frac{2r_{BE}(R_L + r_{CE})}{\beta R_L r_{CE}} \simeq \frac{2}{g_m R_L}. \tag{5.8.3}$$

Входное сопротивление дифференциального усилителя

$$r_d = 2(r_{BE} + \beta R_E) = 2\beta\left(R_E + \frac{1}{g_m}\right).$$

При симметричном выходе $u_a = u_{a1} - u_{a2}$ коэффициент усиления тоже $v_u = 2v_d$. Для схемы на рис. 5.8.1,*в* коэффициент усиления v_d можно регулировать, изменяя сопротивление $2R_E$, не нарушая при этом выбранный потенциал покоя. Недостаток схемы состоит в том, что шум обоих источников тока сохраняется и при симметричном выходном напряжении u_a. Полностью ликвидировать этот шум позволяет схема на рис. 5.8.1,*б* (разумеется, при соответствующей симметрии транзисторов T1 и T2).

Весьма существенное преимущество схемы с местной ОС состоит в том, что максимально допустимое входное напряжение разностного сигнала увеличивается пропорционально $g_m R_E$. На практике верхнее граничное значение R_E определяется требуемым усилением напряжения $R_L/2R_E$,дрейфом нулевого потенциала и в первую очередь шумом сопротивления R_E, поскольку оно включено последовательно с источником сигнала.

5.8.3. Симметричный активный вход (рис. 5.8.2,*а*)

Наиболее просто симметричный вход для сигнала реализуется с помощью токового зеркала, образуемого транзисторами T3 и T4. Транзистор T4 работает в режиме диода, создающего на T3 отрицательное разностное внутреннее сопротивление $r_a = -2r_{CE}$, благодаря чему изменения коллекторных токов T1 и T2 складываются:

коэффициент усиления напряжения

$$v_u = \frac{-1}{\dfrac{R_E}{R_L} + k} \simeq \frac{-R_L}{R_E + \dfrac{1}{g_m}}, \qquad k = \frac{r_{BE}(R_L + r_{CE})}{\beta R_L r_{CE}} \simeq \frac{1}{g_m R_L}, \tag{5.8.4}$$

входное сопротивление

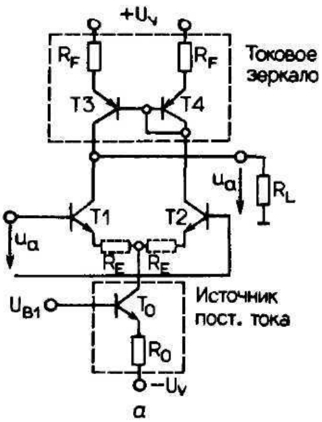
$$r_e \simeq 2(r_{BE} + \beta R_E) = 2\beta\left(R_E + \frac{1}{g_m}\right),$$

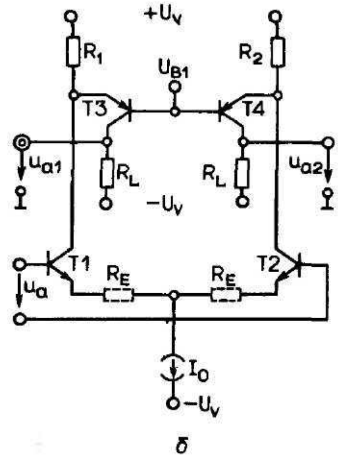
$$r_a \simeq \frac{2r_{CE}R_L}{R_L + 2r_{CE}} \simeq R_L.$$ ние

Потенциал покоя не зависит от R_L,поэтому, увеличивая R_L,можно достичь увеличения усиления напряжения. Стабильность рабочей точки увеличивается пропорционально коэффициентам обратной связи $g_{m0}R_0 g_{m3}R_F, g_{m4}R_F \gg 1$ источников тока на транзисторах TO, T3, T4.

5.8.4. Каскóдная схема (рис. 5.8.2,*б*)

Еще более благоприятной для расширения полосы пропускания является реализация каскада на T3 и T4 по каскодной схеме. Верхняя граничная частота в основном определяется входными транзисторами T1 и T2, включенными по эмиттерной схеме, так как T3 и T4 работают по схеме с общей базой с вводом тока (благодаря отсутствию эффекта Миллера емкость переходов база-коллектор T1 и T2 не увеличивается). Для коэффициента усиления напряжения v_d и входного сопротивления r_e справедливы уравнения (5.8.1) и (5.8.3).





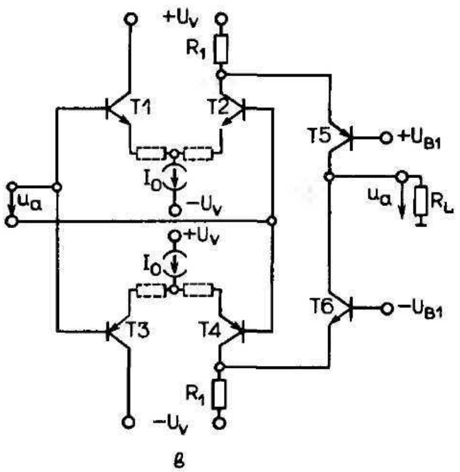


Рис. 5.8.2. Схемы дифференциального усилителя. Схема с симметричным съемом сигнала с помощью токового зеркала (а), каскодная схема (*б*), двухтактный дифференциальный усилитель (в).

5.8.5. Двухтактный дифференциальный усилитель (рис. 5.8.2,в)

У дифференциальных усилителей, работающих в режиме большого сигнала, время нарастания и спада переходных процессов различно. Это объясняется более медленным разрядом емкости в момент отключения (вследствие малых токов). Этот недостаток позволяет исключить двухтактная схема, в которой ток каждой полуволны сигнала увеличивается. Для коэффициента усиления напряжения v_u справедливо уравнение (5.8.3), а входное сопротивление в связи с параллельным включением двух каскадов рассчитывается по формуле $r_e = \beta(R_E + 1g_m)$. Потенциал покоя от сопротивления нагрузки R_L не зависит, поэтому его можно выбирать в зависимости от желаемого коэффициента усиления.

5.9. Источники постоянного тока

Часто в усилительных каскадах вместо коллекторных сопротивлений R_C используются источники постоянного тока R_L [5.1, 5.3, 5.6]. Благодаря большому выходному сопротивлению r_a при равном токе покоя они позволяют получить большее усиление напряжения. Недостаток такой замены, однако, состоит в том, что она увеличивает шумовые токи.

5.9.1. Источники постоянного тока в схеме с общим эмиттером (рис. 5.9.1,*а*)

Выходной ток

$$I_2 = \frac{U_B - U_{BE,T1}}{R_e} \cong U_1 \cdot \frac{R_1}{R_E(R_1 + R_2)} \text{ (при } U_{BE} \equiv U_D\text{).} \tag{5.9.1}$$

Выходное сопротивление

$$r_a = r_{CE}\left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + 1/g_m}\right) \cong \beta \cdot r_{CE}.$$

Выходной ток I_2 устанавливается с помощью низкоомного делителя напряжений R_1, R_2. Для термостабилизации должно удовлетворяться условие $R_E I_2 > U_{BE}$; конденсатор предназначен для подавления шума входной цепи.

5.9.2. Токовое зеркало (рис. 5.9.1,*б*)

Выходной ток

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{B_N}{B_N + 2}. \tag{5.9.2}$$

Выходное сопротивление

$$r_a \cong r_{CE}.$$

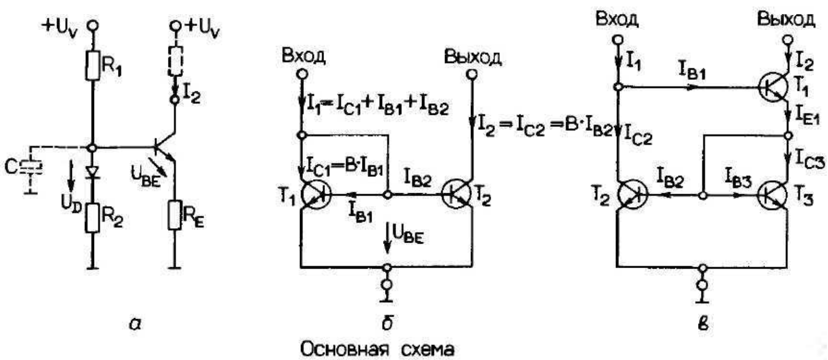


Рис. 5.9.1. Источник тока с термокомпенсацией (а), основная схема токового зеркала (*б*), токовое зеркало Вильсона (е) [5.6].

Расчет схемы построен на предположении о том, что транзисторы одинаковы. От источника ток I_1 может вводиться, например, через добавочное сопротивление R_1. Токовые зеркала используются для преобразования выходных сигналов дифференциальных усилителей в «однотактные» сигналы. При этом ток снимается с коллектора транзистора Т2. Поскольку коллекторные токи обоих транзисторов (Т1 и Т2) одинаковы, то с выхода токового зеркала в следующий усилительный каскад поступает общий разностный коллекторный ток (см. рис. 5.8.2, *а*). На практике для регулировки рабочей точки в схему вводится дополнительное эмиттерное сопротивление R_E, что в свою очередь приводит к увеличению выходного сопротивления, а **значит – к** снижению шума.

5.9.3. Токовое зеркало Вильсона (рис. 5.9.1,*в*)

Выходной ток

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{B_N^2 + 2B_N}{B_N^2 + 2B_N + 2}. \qquad (5.9.3)$$

Выходное сопротивление

$$r_a \cong \beta \cdot r_{CE}.$$

Отклонения тока имеют величину порядка $1/B_N^2$. Выходное сопротивление по сравнению с простым токовым зеркалом также увеличено в $\beta - B_N$ раз.

6. Полевые транзисторы

В отличие от биполярных транзисторов эффект управления током в полевых транзисторах достигается не диффузией носителей зарядов, а под действием электрического поля. Это значит, что в идеальном случае эффект управления током достигается без потери энергии (входной ток равен управляющему току, и оба почти равны нулю). Наряду с высокоомным входом, которым обладают полевые транзисторы, для звукотехники весьма важны такие их характеристики, как большой линейный диапазон изменений входных напряжений, способность мощных транзисторов работать на относительно высоких частотах единичного усиления. В звукотехнике используются преимущественно кремниевые полевые транзисторы.

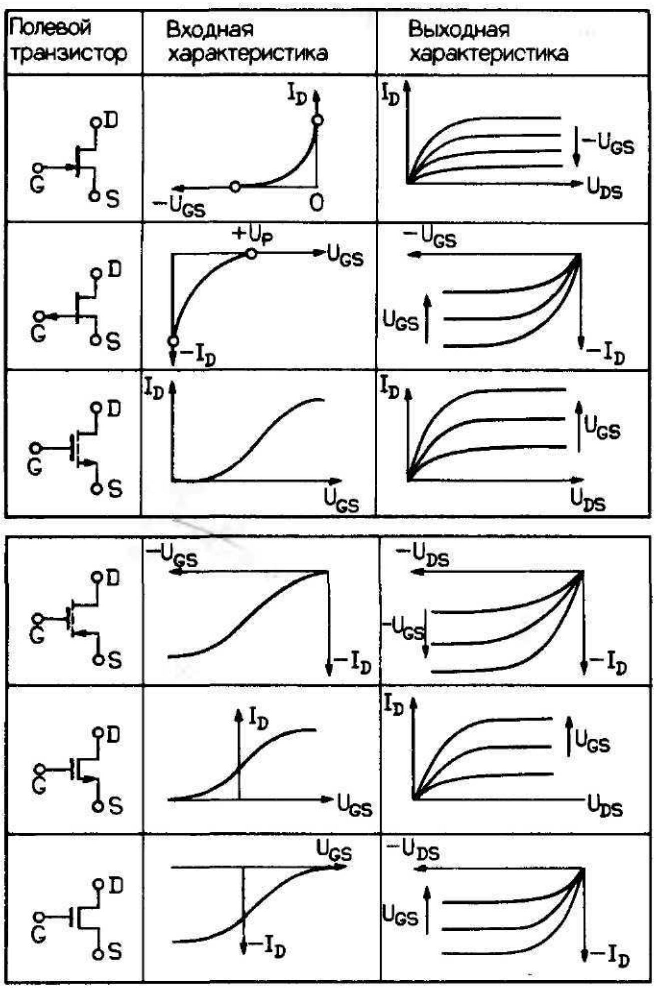


Рис. 6.0.1. Входные $I_D = f(U_{GS})$ и выходные $I_D = f(U_{DS})$ характеристики полевого транзистора.

Графические изображения основных типов полевых транзисторов приведены в Приложении А5. В полевых транзисторах с технологической МОП-структурой **(MOSFET) (металл–окисел–полупроводник)** затвор G изолирован от канала сток-исток D-S слоем двуокиси кремния. В полевых транзисторах с управляющим переходом (JFET, NIGFET) затвор изолирован поляризованным в направлении запирания *pn*- или ***np*-переходом.** Проводимость достигается инвертированием электрического поля. Полевые транзисторы с управляющим ***pn*-переходом,** изолированным затвором и встроенным каналом (JFET, D-MOSFET) имеют начальный ток стока $|I_D| > 0$ при напряжении перехода **затвор–исток** $U_{GS} = 0$. Семейства входных и выходных амплитудных характеристик полевых транзисторов приведены на рис. 6.0.1.

6.1. Режим сильного сигнала

Амплитудная характеристика

Амплитудную характеристику полевого транзистора можно представить как состоящую из двух частей: части, соответствующей области нарастания (иногда ее называют «омической» областью, или триодной), и части насыщения. В первой области канал **сток–исток** ведет себя как резистор, управляемый напряжением **затвор–исток** U_{GS}. В области насыщения, напротив, ток стока практически не зависит от напряжения U_{DS}, благодаря чему полевой транзистор приобретает свойство усилительного элемента (рис. 6.1.1) [6.1-6.6].

Область нарастания: $|U_{DS}| \leqslant |U_{GS} - U_P|$,

$$I_D = I_{DSS}\left[2\left(\frac{U_{GS}}{U_P} - 1\right)\cdot\frac{U_{DS}}{U_P} - \frac{U_{DS}^2}{U_P^2}\right]. \qquad (6.1.1)$$

Область насыщения: $|U_{DS}| > |U_{GS} - U_P|$,

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2. \qquad (6.1.2)$$

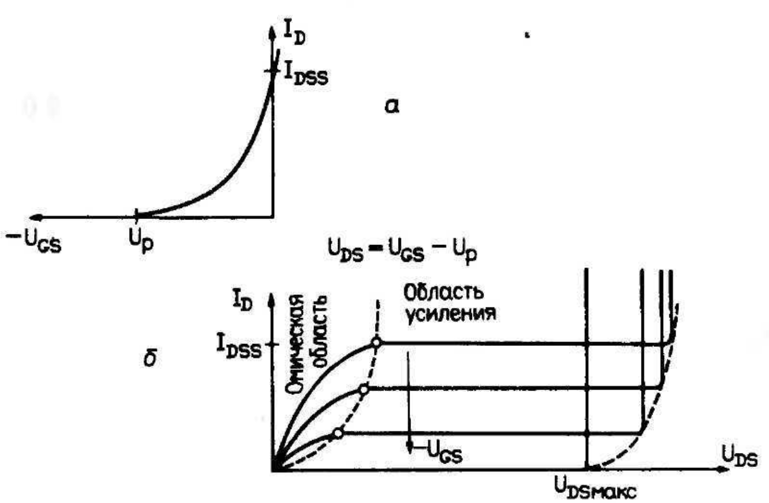


Рис. 6.1.1. Входная вольт-амперная характеристика ***n*-канального** полевого транзистора (*а*). семейство выходных характеристик (б).

Разграничительная зона между двумя областями характеристики $|U_{DS}| = |U_{GS} - U_P|$ называется напряжением изгиба и обозначается U_K. Характеристической величиной входа является напряжение отсечки полевого транзистора U_P (применительно к МОП-транзисторам его называют также пороговым напряжением U_{Th}). Ток I_{DSS} называется током насыщения, или током короткого замыкания и для полевых МДП-транзисторов с изолированным затвором определяется как ток стока I_D при $U_{GS} = 0$, а для транзисторов с управляющим переходом как ток стока I_D при $U_{GS} = 2U_P$.

Нелинейные искажения

Формулы для расчета нелинейных искажений типовых схем на полевых транзисторах приведены в Приложении А10. В отличие от биполярных транзисторов линейный участок вольт-амперной характеристики полевых транзисторов зависит от рабочей точки. У идеального полевого транзистора характеристика $I_D(U_{GS})$ квадратичная; это значит, что все продукты нелинейности только квадратичные. Поскольку напряжение отсечки $|U_P| \approx 1 \dots 5$ В обычно намного больше, чем температурное напряжение $U_T \approx 26$ мВ биполярных транзисторов, у полевых транзисторов линейная область входных напряжений значительно шире.

Температурные свойства

Ток стока I_D полевых МОП-транзисторов и транзисторов с *pn*-переходом (JFET) при постоянном напряжении сток-исток U_{GS} спадает приблизительно на 0,7% при каждом повышении температуры на 1 'С; таким образом, им присуще свойство температурной самостабилизации. Кроме того, МОП-транзисторам с индуцированным каналом и *p*-канальным МОП-транзисторам с изолированным затвором (MOSFET) свойственна дополнительная температурная зависимость $\partial U_P/\partial T$, которая также вызывает увеличение тока I_D при возрастании температуры. Эта зависимость проявляется лишь при малых токах стока $I_D \ll I_{DSS}$ (значительно меньших тока в цепи сток исток). На практике при правильно выбранных рабочих точках преобладает первая зависимость, при которой, как сказано выше, спад тока носит самостабилизирующий характер.

6.2. Выбор рабочей точки

Рабочую точку транзисторного каскада можно установить, изменяя, например, падение напряжения на сопротивлении смещения R_G (рис. 6.2.1, я). Поскольку $I_G = 0$, то и при больших (порядка МОм) сопротивлениях падение напряжения на R_G оказывается пренебрежимо малым. Ток стока I_D определяется из условия $-U_{GS} = R_S I_D$, учитывающего соотношение $I_D(U_{GS})$ из характеристики полевых транзисторов. Рабочую точку можно выбирать также графическим способом, определяя точку пересечения входной характеристики $I_D - U_{GS}$ с прямой $1/R_S$ (рис. 6.2.1, *б*). Величину R_S при заданном токе I_D получают путем расчета по формуле

$$R_S = \frac{|U_P|}{I_D} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right), \quad U_S = |U_P| \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right). \tag{6.2.1}$$

Напряжение стока U_D рассчитывается по выбранному R_D по формуле

$$U_D = U_V - R_D I_D. \tag{6.2.2}$$

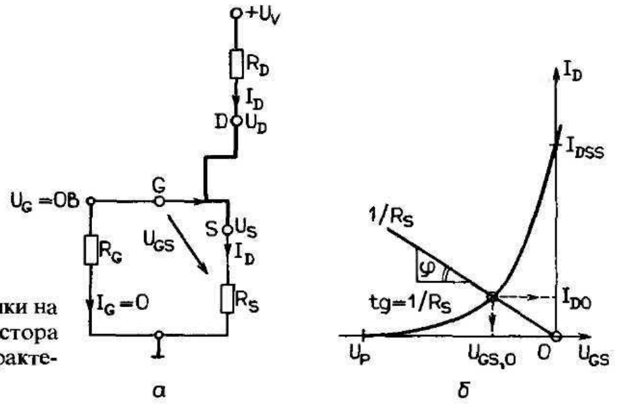


Рис. 6.2.1. Принцип выбора рабочей точки на примере *n*-канального полевого транзистора (*а*), графическое построение входной характеристики (*б*).

6.3. Режим малого сигнала

Среди многих возможных режимов работы усилителей на полупроводниковых приборах есть так называемый «режим малого сигнала», при котором используется только небольшая часть вольт-амперной характеристики. Малосигнальные параметры транзисторных каскадов получают путем линеаризации вольт-амперной характеристики в рабочей точке.

Область насыщения

К р $g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}\right|_{U_{DG} = \text{const}} \approx \frac{2I_{DSS}}{U_P^2}(U_{GS} - U_P) = \frac{2\sqrt{I_{DSS} \cdot I_D}}{|U_P|}$. 3 . 1)

Поскольку $I_G = 0$ (реальные значения 10^{-9} ... 10^{-12} А), то и производная $\partial I_G/\partial U_{GS} \simeq 0$, значит, $r_e \to \infty$. Таким образом, входной сигнал (напряжение u_{GS}) управляет током на выходе $i_D = g_m u_{GS}$ практически в бестоковом режиме. Кроме того, в

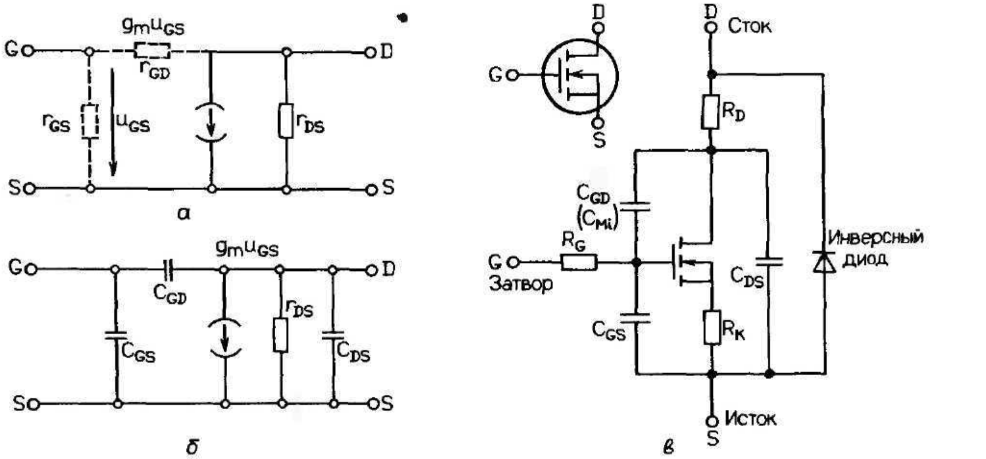


Рис. 6.3.1. Малосигнальные эквивалентные схемы полевого транзистора для низких и средних частот (*а*), для высоких частот (*б*); эквивалентная схема мощного полевого МОП-транзистора с идеальным внутренним транзистором (в) [6.9].

цепи **затвор – исток** создается дополнительная паразитная проводимость $g_{DS} = 1/r_{DS}$. С учетом этих факторов эквивалентная схема замещения полевого транзистора в режиме малого сигнала получает вид, показанный на рис. 6.3.1, о. Поскольку емкости очень малы, то эта схема справедлива для значительно более высоких частот, чем в случае биполярных транзисторов.

Начальная область характеристики

Для начальной области вольт-амперной характеристики также справедлива эквивалентная схема рис. 6.3.1, о, которой соответствуют величины:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{U_P^2}\cdot|U_{DS}|, \qquad g_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{U_P^2}\cdot(U_{GS} - U_{DS} - U_P). \tag{6.3.2}$$

Видно, что проводимость цепи **сток – исток** g_{DS} существенно нелинейна, т.е. зависит от U_{DS}.

6.4. Основные схемы включения

По аналогии с биполярными транзисторами для полевых транзисторов применим способ представления в виде четырехполюсников. При этом взаимно эквивалентными являются следующие основные схемы включения транзисторов:

схеме с **ОЭ – схема** с общим истоком (ОИ);
схеме с ОБ -схема с общим затвором (ОЗ);
схеме с **ОК – схема** с общим стоком (ОС).

В малосигнальном режиме расчет параметров проводится на основании эквивалентной схемы для низких и средних частот (рис. 6.3.1, о).

6.4.1. Схема с общим истоком (ОИ) (рис. 6.4.1, а)

Коэффициент усиления напряжения

$$v_u = -g_m\frac{R_L r_{DS}}{R_L + r_{DS}} \simeq -g_m R_L = \frac{-2|U_L|}{|U_P|}\cdot\sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_D}}. \tag{6.4.1}$$

Входное сопротивление
$r_e \simeq \infty$.

$$r_a = \frac{R_L r_{DS}}{R_L + r_{DS}} \simeq R_L.$$ ление

Коэффициент усиления напряжения схемы с ОИ в **2**... 50 раз меньше, чем схемы с общим эмиттером, так как $|U_P| \gg U_T$.Согласно уравнению (6.4.1), коэффициент усиления напряжения пропорционален постоянному напряжению U_L и обратно пропорционален U_P и спадающему току стока $I_D < I_{DSS}$. Достоинство схемы на полевом транзисторе - очень большое входное сопротивление затвора.

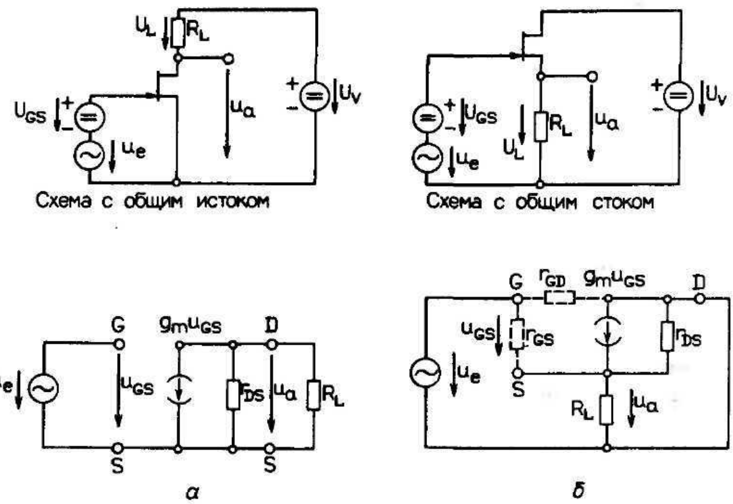


Рис. 6.4.1. Основные схемы каскадов на полевых транзисторах (на примере МОП-транзисторов). Схема с общим истоком (а), схема с общим стоком (б).

6.4.2. Схема с общим стоком (ОС) («истоковый повторитель») (рис. 6.4.1, *б*)

Коэффициент усиления напряжения

$$v_u = \frac{1}{1 + (R_L + r_{DS})/g_m R_L r_{DS}} \simeq \frac{v_{us}}{v_{us} + 1} \simeq 0{,}7 \ldots 0{,}9,$$

$$v_{us} = \frac{2|U_L|}{|U_P|} \cdot \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_D}}. \tag{6.4.2}$$

Входное сопротивление

$$r_e = \left(1 + \frac{g_m R_L r_{DS}}{R_L + r_{DS}}\right) \cdot r_{GS} + r_{GD} \simeq \infty.$$

Выходное сопротивление

$$r_a = R_L \| r_{DS} \| \frac{1}{g_m} \simeq \frac{1}{g_m} = \frac{|U_P|}{2\sqrt{I_{DSS} \cdot I_D}}.$$

Поскольку усиление «холостого хода» v_{us} мало, то в схеме с ОС коэффициент усиления напряжения v_u меньше, чем у эмиттерных повторителей. Кроме того, из-за меньшей крутизны g_m значительно большим оказывается динамическое выходное сопротивление r_a.

6.5. Характеристики на высоких частотах

Для области высоких частот (выше 20 кГц) справедлива эквивалентная схема на рис. 6.3.1, *б*. Для источника сигнала полевой транзистор является емкостной нагрузкой с входной емкостью $C_e = C_{GS} + v_u \cdot C_{GD}$. В частном случае схемы с ОИ (истоковый

повторитель) емкость C_{GS} вместе с емкостью нагрузки может привести к самовозбуждению выходной цепи. Избавиться от этого неприятного явления можно, если в цепь затвора включить добавочное сопротивление $R_G > 100$ Ом.

6.6. Прочие схемы включения

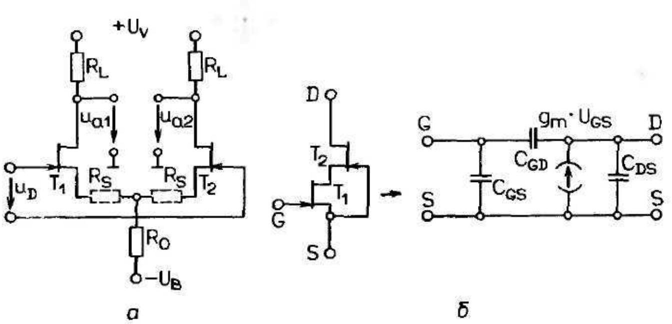
На полевых транзисторах можно реализовывать практически все схемы, рассмотренные в разд. 5.7 и 5.8. При расчетах параметры одних схем следующим образом заменяются соответствующими параметрами других схем (на полевых транзисторах):

Биполярные транзисторы		Полевые транзисторы
$\frac{\beta}{r_{BE}} = g_m$	$\Rightarrow$	g_m,
r_{BE}	$\Rightarrow$	$r_{GS} \simeq \infty$,
r_{CE}	$\Rightarrow$	r_{DS},
β	$\Rightarrow$	$g_m r_{GS} \simeq \infty$.

6.6.1. Дифференциальный усилитель (рис. 6.6.1, *а*)

Коэффициент усиления разностного напряжения

$$v_d = \frac{-u_{a1}}{u_d} = \frac{u_{a2}}{u_d} \simeq \frac{1}{\dfrac{2R_S}{R_L} + \dfrac{2}{g_m R_L}} = \frac{g_m R_L}{2(1 + g_m R_S)}.$$



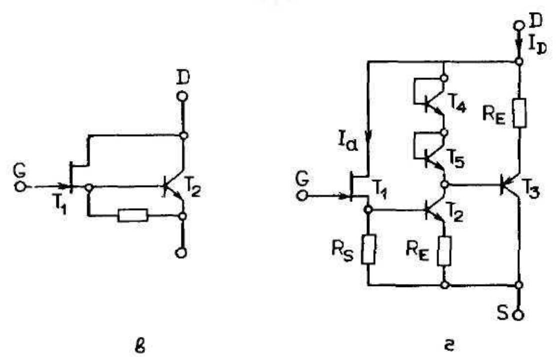


Рис. 6.6.1. Специальные схемы на полевых транзисторах: дифференциальный усилитель (а), каскодная схема (б), схема Дарлингтона (в), комбинированная схема (г).

Коэффициент усиления синфазных составляющих

$$v_g = \frac{-u_{a1}}{u_g} = \frac{-u_{a2}}{u_g} = \frac{R_L}{2R_0}.$$

Входное сопротивление

$$r_e \simeq \infty. \tag{6.6.1}$$

Выходное сопротивление

$$r_a = \frac{R_L r_{DS}}{R_L + r_{DS}}.$$

Коэффициент ослабления синфазных составляющих

$$\text{КОСС} = \frac{v_d}{v_g} \simeq g_m R_0.$$

Для того чтобы в полевых транзисторах с управляющим /"-«-переходом (JFET) диодная цепь затвор–исток оставалась запертой и при больших входных сигналах, сопротивление R_0 и соответственно постоянный ток I_0 должны выбираться из условия $I_0 \leqslant I_{DSS}$.

Поскольку крутизна g_m мала, то вместо R_L целесообразно использовать источник тока нагрузки I_L (токовое зеркало) с большим внутренним сопротивлением. Выход целесообразно делать симметричным ($u_a = u_{a1} - u_{a2}$), поскольку в этом случае удваивается коэффициент усиления напряжения $v_u = 2v_d$.

6.6.2. Каскóдная схема (рис. 6.6.1, *б*)

У этой схемы очень большие входной и выходной импедансы:

$$\begin{aligned} g_m &\simeq g_{m1}, \\ C_{GS} &\simeq C_{GS1} + 2C_{GD1}, \\ C_{GD} &\simeq C_{GD1} \cdot \frac{1}{g_{m1} r_{DS1}} \ll C_{GD1}, \\ C_{DS} &\simeq C_{GD2}. \end{aligned} \tag{6.6.2}$$

Реализованная в виде истокового повторителя схема позволяет получить весьма малую входную емкость ($C_e = 0{,}1$ пФ), так как C_{GS} снижается пропорционально усилению обратной связи $v_S = (1 + g_m R_L)$, а значение C_{GD} пренебрежимо мало вследствие $g_{DS1}/g_{m1} \ll 1$.

Схема пригодна также для реализации высокоомных источников тока. Для регулирования тока используется постоянное напряжение перехода затвор–исток U_{GS}. Вместе с сопротивлением цепи истока R_S выходное разностное сопротивление (на клеммах стока)

$$r_a \simeq g_m r_{DS}^2 (1 + g_m R_S). \tag{6.6.3}$$

По сравнению с источником тока на одном полевом транзисторе в этой схеме величина $g_m r_{DS}$ может быть увеличена в 50...200 раз. В насыщенном режиме каскóдная схема требует минимального общего напряжения перехода сток–затвор $|U_{DG}| > |2U_P|$.

6.6.3. Схема Дарлингтона (рис. 6.6.1, в)

В схеме Дарлингтона целесообразно в качестве T1 использовать полевой транзистор, а в качестве **T2 – биполярный.** Параметры результирующего полевого транзистора:

$$g_m \simeq g_{m1} \cdot \beta_2,$$
$$r_{GS} \simeq \infty, \qquad (6.6.4)$$
$$r_{DS} \simeq r_{CE2}.$$

6.6.4. Комбинированная схема (рис. 6.6.1, г)

Схема представляет собой усилитель с обратной связью, суммарные свойства которого соответствуют полевому транзистору с параметрами [6.8]:

$$I_D \simeq \frac{U_{GS}}{R_x} \cdot \left(1 + \frac{|U_P|}{U_{GS}} \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}}\right]\right),$$
$$(6.6.5)$$
$$R_x = R_S \| R_E.$$

Вольт-амперная характеристика схемы $I_D - U_{GS}$ почти не зависит от температуры, а при использовании полевых транзисторов с управляющим переходом (JFET) свойства ее сохраняются и при больших положительных значениях U_{GS}.

7. Операционные усилители

Как и в других областях, операционные усилители (ОУ) в звуковой схемотехнике все более настойчиво вытесняют предварительные усилители на дискретных транзисторах. Принцип работы ОУ показан на рис. 7.1.1, д. Входной каскад имеет обычно высокоомные входы, что позволяет обеспечить большое ослабление синфазных составляющих сигнала. Для того чтобы коэффициент усиления получить как можно большим, сопротивления нагрузки R_L заменяются обычно источниками тока. Коэффициент усиления промежуточного каскада тоже достаточно большой. Выходной каскад служит преобразователем импедансов с коэффициентом усиления по напряжению $v_u = 1$ [7.1-7.4, 7.7, 7.9].

7.1. Режим малого сигнала

Если для схем на биполярных и полевых транзисторах, работающих в режиме малых сигналов, задаются только параметры, не зависящие от частоты u_a, u_e, v ..., то в приводимых ниже расчетных формулах для операционных усилителей фигурируют параметры, которые в общем виде являются **частотно-зависимыми**. Поэтому расчеты ведутся с использованием комплексных величин $\underline{U}_a(p)$, $\underline{U}_e(p)$, $\underline{V}(p)$..., заимствованных из теории переменного тока.

7.1.1. Идеальный операционный усилитель

Свойства идеальных операционных усилителей характеризуются следующими параметрами (рис. 7.1.1, *б*):
коэффициент усиления разностного напряжения $v_d \to \infty$,

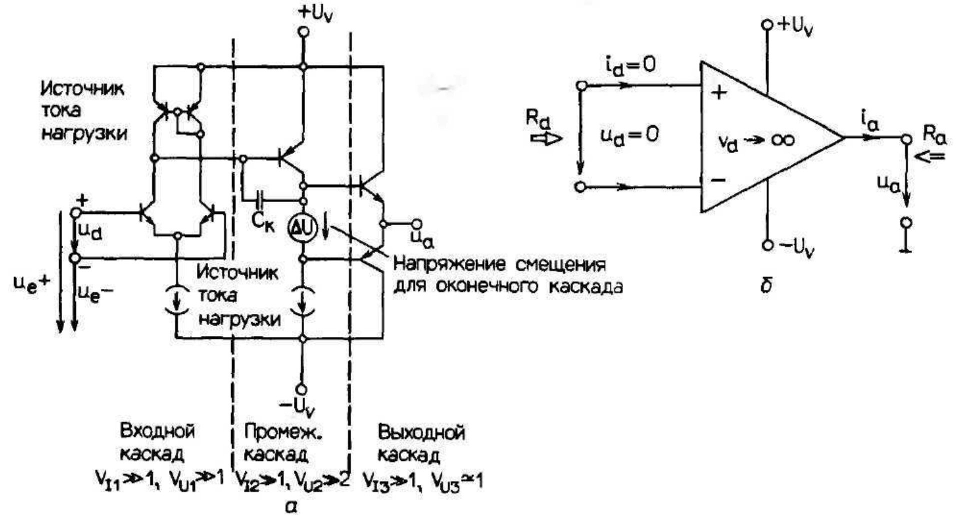


Рис. 7.1.1. Упрощенная структурная схема операционного усилителя *(а),* схема идеального ОУ (б).

входное сопротивление $R_D \to \infty$, **(7.1.1.)**
выходное сопротивление $R_a \to 0$,
коэффициент усиления синфазных сигналов $v_g \to 0$.

Отсюда следует, что входные токи $i_D = 0$ и входное разностное напряжение $u_d = 0$. Таким образом, для $v_d \to$ ос общее усиление $V'(p)$ с учетом обратной связи должно определяться исключительно пассивными элементами в цепи ОС, т. е. $\underline{V}_N$ и $\underline{V}_I$ (рис. 7.1.2).

Для неинвертирующего усилителя:

коэффициент усиления по напряжению $\underline{V}'(p) = \dfrac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \dfrac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \underline{V}_N$,
входной и м п е д $\underline{Z}'_e(p) = \infty$, 1 . 2)
выходной импеданс $\underline{Z}'_a(p) = 0$.

Для инвертирующего усилителя:

коэффициент усиления по напряжению $\underline{V}'(p) = \dfrac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = -\dfrac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \underline{V}_I$,
входной и м п е д $\underline{Z}'_e(p) = \underline{Z}_1(p)$, . 1 . 3)
выходной импеданс $\underline{Z}'_a(p) = 0$.

Для вычитающего (разностного) усилителя:
выходное напряжение

$$\underline{U}_a(p) = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}\left[\frac{1 + \underline{Z}_1/\underline{Z}_2}{1 + \underline{Z}_3/\underline{Z}_4}\cdot \underline{U}_{e1} - \underline{U}_{e2}\right],$$

ток на входе E1

$$\underline{I}_{e1}(p) = \frac{\underline{U}_{e1}}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4}, \qquad \textbf{(7.1.4)}$$

ток на входе E2

$$\underline{I}_{e2} = \frac{\underline{U}_{e2}}{\underline{Z}_2} - \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_1}\cdot \underline{I}_{e1},$$

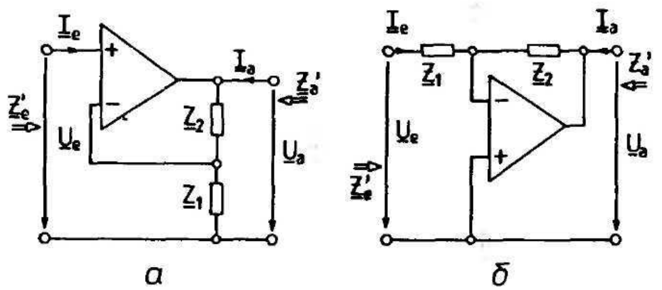


Рис. 7.1.2. Основная схема неинвертирующего усилителя (*а*), основная схема инвертирующего усилителя (*б*), вычитающий усилитель (в).

условие равновесия (симметрии) при одинаковых усилениях напряжений $\underline{U}_{e1}$ и $\underline{U}_{e2}$

$\underline{Z}_1\underline{Z}_4 = \underline{Z}_2\underline{Z}_3$.

7.1.2. Реальный операционный усилитель

Свойства реального операционного усилителя можно описать с помощью простой модели, приведенной на рис. 7.1.3, *а*. Ее нелинейная характеристика с помощью метода линейно-кусочной аппроксимации представляется в виде нескольких отрезков прямой. Величины $I_{e0}+$, $I_{e0}-$ и U_{e0} характеризуют режим смещения. Величина $\underline{Z}_g = R_g$ – сопротивление для синфазного сигнала, v_g – коэффициент усиления синфазного напряжения.

7.1.3. Основные схемы включения операционных усилителей

При расчетах параметров усилителей учитываются только величины $\underline{V}_d$ и $\underline{Z}_a$. При этом эквивалентная схема упрощается (рис. 7.1.3, *б*). Фигурирующие на схеме величины: $\underline{Z}_d$ – малосигнальный входной импеданс, $\underline{Z}_a$ – выходной импеданс и $\underline{V}_d$ – частотно-зависимый коэффициент усиления в режиме холостого хода.

***Неинвертирующий** усилитель (рис. 7.1.2, а)*:

$$\underline{V}'(p) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{Z}_a/(\underline{V}_d\underline{Z}_d) + (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)/\underline{Z}_1}{(\underline{Z}_2 + \underline{Z}_a)/(\underline{V}_d\underline{Z}_d) + 1 + (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_a)/(\underline{V}_d\underline{Z}_1)} \simeq$$

$$\simeq \underline{V}_N \cdot \frac{1}{1 + \frac{\underline{V}_N}{\underline{V}_d}}; \quad \underline{V}_N = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}. \tag{7.1.5}$$

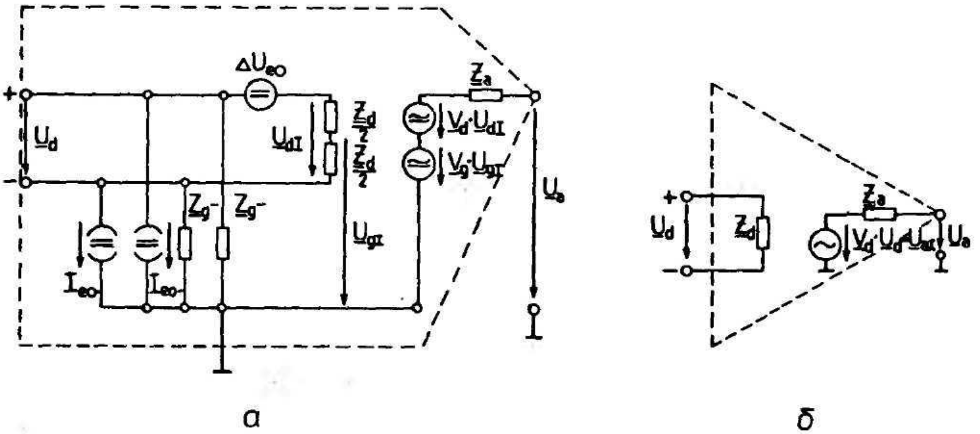


Рис. 7.1.3. Реальная модель ОУ (*а*), малосигнальная модель (*б*).

Инвертирующий усилитель (рис. 7.1.2,б):

$$\underline{V}'(p) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 \cdot \{1 + (1 + \underline{Z}_2/\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2/\underline{Z}_d)(\underline{Z}_2 + Z_A)/(\underline{V}_d \underline{Z}_2 - \underline{Z}_a)\}} \simeq$$

$$\simeq \underline{V}_I \cdot \frac{1}{1 + \underline{V}_N/\underline{V}_d}; \quad \underline{V}_I \sim \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}; \quad \underline{V}_N = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}. \qquad (7.1.6)$$

Вычитающий усилитель (рис. ***7.1.2****, в)*

Если пренебречь величинами $\underline{Z}_d$ и $\underline{Z}_a$, то

$$\underline{U}_a(p) = \frac{\underline{Z}_4(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}{\underline{Z}_1(\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4)[1 + (1 + \underline{Z}_2/\underline{Z}_1) \cdot 1/\underline{V}_d]} \cdot \underline{U}_{e1} - \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2[1 + (1 + \underline{Z}_2/\underline{Z}_1) \cdot 1/\underline{V}_d]} \cdot \underline{U}_{e2}, \qquad (7.1.7)$$

а при $Z Z = Z Z$ и V и V, взятых из предыдущих выражений,

$$\underline{U}_a(p) = \underline{V}_I \frac{1}{1 + \underline{V}_N/\underline{V}_d}(\underline{U}_{e2} - \underline{U}_{e1}). \qquad (7.1.8)$$

Сделанные допущения справедливы для $|\underline{Z}_a| < |\underline{Z}_1|$, $|\underline{Z}_2| < |\underline{Z}_d|$, что обычно всегда удовлетворяется. Отклонения от линейной передаточной функции, обусловленные влиянием $\underline{Z}_a$ и $\underline{Z}_d$, малы по сравнению с нарушениями из-за влияния $\underline{V}_d$.

7.1.4. Усиление в режиме холостого хода (XX) реальных операционных усилителей

Существенным недостатком реальных ОУ является то, что усиление в режиме XX $\underline{V}_d(p)$ имеет конечную величину и, кроме того, зависит от частоты (рис. **7.1.3,** ***б*****)**. На низких частотах усиление v_0 в режиме XX велико. Каждый из двух каскадов усиления (см. рис. 7.1.1) представляет собой фильтр НЧ 1-го порядка. Кроме того, полоса пропускания ограничивается сверху еще и потому, что выходные каскады работают фактически как повторители напряжения. Она ограничивается также и в случае, когда нагрузка имеет емкостной характер.

Общая частотная характеристика передаточной функции $\underline{V}_d(p)$ имеет вид (вариант I **на рис. 7.1.4)**:

$$\underline{V}_d(p) = \frac{v_0}{1 + p/\omega_1} \cdot \frac{1}{1 + p/\omega_2} \cdot \ldots. \qquad (7.1.9)$$

На частотах выше f_2 отрицательная обратная связь вследствие поворота фазы коэффициента усиления XX больше, чем на 180°, превращается в положительную.

Коррекция по состоянию устойчивости

Для того чтобы обеспечить состояние устойчивости ОУ, верхняя граничная **частота** f_1 первого каскада с помощью дополнительной корректирующей емкости уменьшается до тех пор, пока коэффициент усиления на частоте f_2 не достигнет 1 (запас по фазе $\varphi_R = 90°$, вариант II на рис. 7.1.4). Достаточным приближением здесь является однополюсная модель с граничной частотой f_0 полосы пропускания на уровне —3 дБ

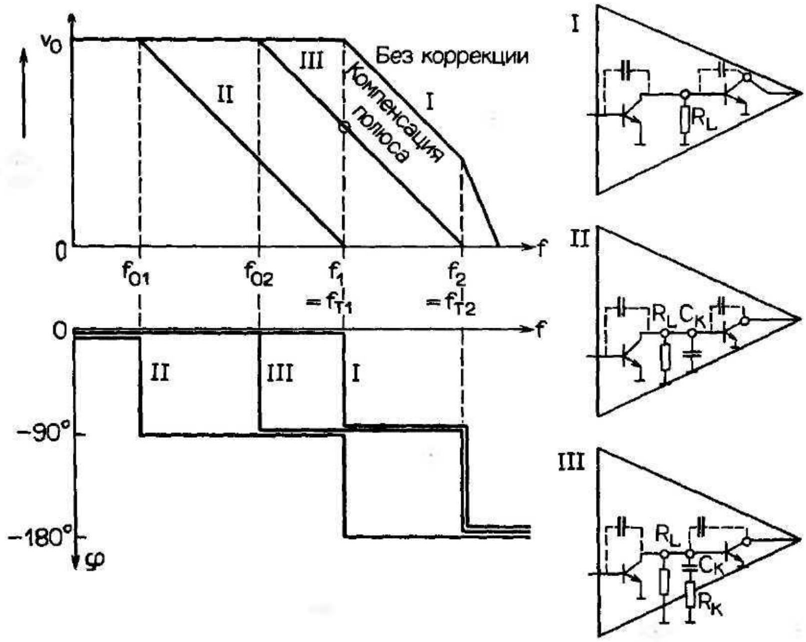


Рис. 7.1.4. Диаграмма Боде в режиме усиления холостого хода без частотной коррекции (I), при однополюсной коррекции (II), при двухполюсной коррекции с компенсацией нулевых точек (III).

$$\underline{V}_d(p) = \frac{v_0}{1 + p/\omega_0},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R_L C_K} \text{ и соответственно } F_0 = \frac{1}{2\pi R_L C_K}. \tag{7.1.10}$$

Частота, при которой модуль коэффициента усиления ОУ $|\underline{V}_d|$ равен единице, называется «частотой единичного усиления» f_T и обозначается

$$\omega_T = v_0 \cdot \omega_0 \quad \text{и соответственно} \quad f_T = v_0 \cdot f_0. \tag{7.1.11}$$

Для конкретных усилителей частота единичного усиления имеет следующие значения: f_T = 1 МГц-для ОУ типа цА741, f_T = 5 МГц-для ОУ типа LF 351, до 10 МГц-для усилителей NE5534, LTC1028. Граничная частота усиления для тех же усилителей в режиме холостого хода равна: около 10 Гц-для μA741, 50 Гц-для LF 351 и около 1 кГц-для NE 5534.

Недостаток вышеописанной коррекции состоит в том, что вместе с частотой единичного усиления одновременно снижается и максимальная скорость нарастания сигнала (гл. 3).

«Опережающая» коррекция

Расширить полосу пропускания ОУ можно путем коррекции с компенсацией полюсов (двухполюсная коррекция, вариант III на рис. 7.1.4). Благодаря дополнительной нулевой точке передаточной функции корректирующей цепи («опережающая» коррекдоО ликвидируется полюс передаточной функции в режиме XX. Практически это достигается подключением последовательно с корректирующей емкостью C_K добавочного сопротивления R_K.

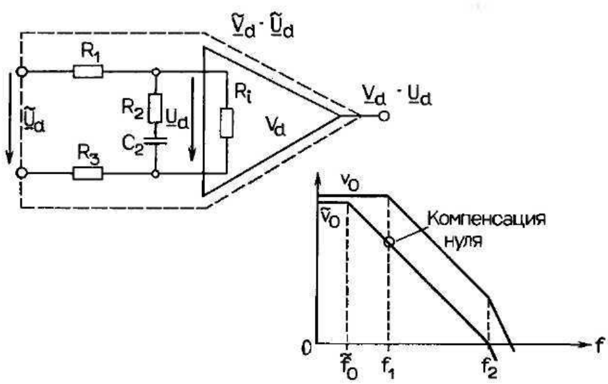


Рис. 7.1.5. Схема частотной коррекции на входе усилителя.

Входная корректирующая цепочка

В частном случае инвертирующих усилителей цепь коррекции частотной характеристики может быть включена непосредственно на входе. Достоинство такого решения состоит в том, что при его реализации не снижается максимальная для данной схемы скорость нарастания сигнала: недостатком является уменьшенный коэффициент усиления v_0 в режиме XX и повышенный шум входного каскада (рис. 7.1.5).

Способ высокочастотного параллельного канала

Существует еще один способ коррекции частотной характеристики – так называемый способ «параллельного ВЧ-канала». Сущность его состоит в том, что на высоких частотах канал с меньшим быстродействием шунтируется, и сигнал через фильтр ВЧ поступает сразу на следующий каскад.

7.1.5. Основные схемы операционных усилителей с резистивной обратной связью (рис. 7.1.6)

Согласно уравнениям (7.1.10) и (7.1.11), частотно-зависимый коэффициент усиления ОУ с резистивной цепочкой ОС $\underline{Z}_1 = R_1$ и $\underline{Z}_2 = R_2$ (однополюсная модель) (рис. 7.1.2) определяется следующим образом.

Для неинвертирующего усилителя:

$$\underline{V}'(p) = \frac{v'_N}{1 + p/\omega'_N}; \qquad v'_N = \frac{v_N}{1 + v_N/v_0} \simeq v_N;$$

$$\omega'_N = \frac{\omega_T}{v_N}\left(1 + \frac{v_N}{v_0}\right) \simeq \frac{\omega_T}{v_N}; \qquad v_N = \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \tag{7.1.12}$$

Для инвертирующего усилителя:

$$\underline{V}'(p) = \frac{v'_I}{1 + p/\omega'_I}; \qquad v'_I = \frac{v_I}{1 + v_N/v_0} \simeq v_I;$$

$$\omega'_I = \omega'_N; \qquad v_I = \frac{-R_2}{R_1} = 1 - v_N. \tag{7.1.13}$$

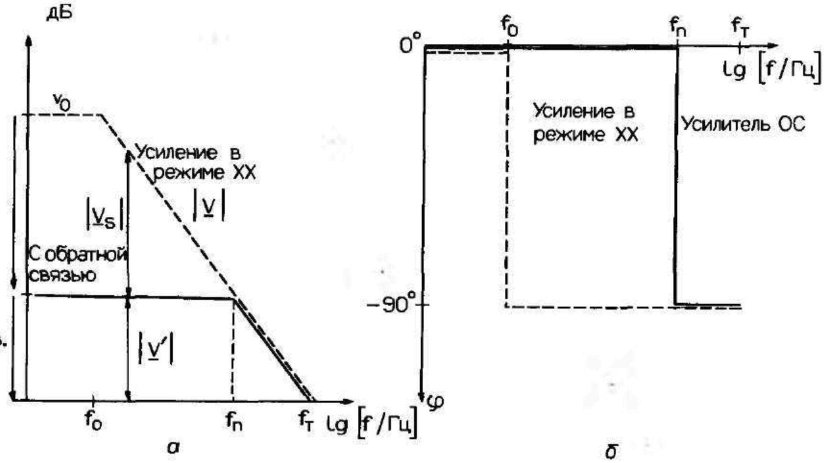


Рис. 7.1.6. Диаграмма Боде для операционного усилителя (однополюсная модель) с активным элементом в цепи ОС, амплитудно-частотная характеристика (*а*), фазо-частотная характеристика (*б*).

Верхняя граничная частота в режиме малого сигнала f_N или f_I (граничная частота полосы на уровне – 3 дБ) пропорциональна частоте единичного усиления f_T и обратно пропорциональна коэффициенту усиления v_N или v_I

$$f_I = f_N \simeq f_T / v_N = f_T \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \tag{7.1.14}$$

Повысить граничную частоту в малосигнальном режиме и уменьшить фазовые искажения («активная компенсация» [7.12]) можно, если такой же усилитель включить в цепь обратной связи. При этом образуется фильтр НЧ 2-го или 3-го порядка с повышенной добротностью, однако быстродействие усилителя при этом не увеличивается.

Усиление в петле ОС (петлевое усиление)

Отношение коэффициента усиления ОУ в режиме холостого хода $\underline{V}_d$ к коэффициенту усиления при включенной ОС V' называется коэффициентом петлевого усиления:

$$\underline{V}_s = \frac{\underline{V}_d}{\underline{V}'}. \tag{7.1.15}$$

При нарастании модуля коэффициента петлевого усиления $|\underline{V}_s|$ функция передачи $\underline{V}'(p)$ стремится к идеальной величине $\underline{V}_N\ (p)$ или $\underline{V}_I(p)$. Погрешности усиления, обусловливаемые конечной величиной частотно-зависимого коэффициента усиления холостого хода $\underline{V}_d$, пренебрежимо малы до тех пор, пока петлевое усиление велико по сравнению с влиянием разброса номиналов конструктивных элементов в пассивной цепи обратной связи е

$$|\underline{V}_s(f)| > \frac{100}{\varepsilon/\%}. \tag{7.1.16}$$

При е = 5% требуется $|\underline{V}_s| > 26$ дБ, при $\varepsilon = 1\%$ требуется уже $|\underline{V}_s| > 40$ дБ.

7.1.6. Входной и выходной импедансы

В малосигнальном режиме входной и выходной импедансы $\underline{Z}'_e$, $\underline{Z}'_a$ в присутствии ОС составляют:

$$\underline{Z}'_a(p) \simeq \frac{\underline{Z}_a}{\underline{V}_s}, \tag{7.1.17}$$

$\underline{Z}'_e(p) \simeq \underline{Z}_d \cdot \underline{V}_s$ - для неинвертируюшего усилителя,

$\underline{Z}'_e(p) \simeq \underline{Z}_1$ – для инвертирующего усилителя.

При коэффициенте ОС v_N выходной импеданс $\underline{Z}'_a$ с учетом частотно-зависимого коэффициента усиления XX (однополюсная модель с граничной **частотой** f_0 на уровне — 3 дБ) и активного выходного сопротивления усилителя R_a составляет

$$\underline{Z}'_a = \frac{R_a}{v_s} \cdot \frac{1 + p/\omega_0}{1 + p/\omega'_N}; \quad v_s = \frac{v_0}{v_N}; \quad \omega'_N = \frac{\omega_T}{v_N}. \tag{7.1.18}$$

На частотах ниже f_0 импеданс $Z'_a = R_a/v_s$ имеет активный характер, на частотах от f_0 до f_N он имеет индуктивный характер $\underline{Z}'_a = pL$ (здесь $L = (R_a \cdot v_N)/2\pi f_T$), и, наконец, на частотах выше f_N он опять становится активным $Z'_a = R_a$. При глубокой ОС индуктивный выходной импеданс в комбинации с емкостью нагрузки может вызвать эффекты самовозбуждения. Избавиться от этой опасности помогает добавочное сопротивление R — 200...500 Ом, включаемое последовательно выходу.

7.2. Режим сильного сигнала

На эквивалентной схеме рис. 7.1.3 все без исключения параметры, характеризующие усилительные свойства, учтены в линейных эквивалентных параметрах, поэтому выявить по схеме внутренние нелинейные эффекты (например, перегрузочные) невозможно. Пределы допустимых изменений можно установить лишь для выходного напряжения u_{aI}, входного разностного напряжения u_d и для напряжения синфазных сигналов на входе u_g. Согласно сказанному в главе 3, «стационарные» нелинейные искажения ОУ определяются в основном перегрузочной способностью выходного каскада, в то время как быстродействие усилителя (максимальная скорость нарастания сигнала) и его «динамические» нелинейные искажения зависят от перегрузочной способности входного каскада.

7.2.1. Выходной каскад

Максимальное напряжение на входе каскада $u_{a\,\max}$ не превышает обычно 1 ...2 В и меньше напряжения питания. Величину импедансов в цепи ОС ($\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$) и нагрузки ($\underline{Z}_L$) следует выбирать в соответствии с максимальным выходным напряжением $u_{a,\max}$ и выходным током $i_{a\,\max}$

$$|(\underline{Z}_L \| \underline{Z}_2)| > \frac{u_{a,\max}}{i_{a,\max}}. \tag{7.2.1}$$

Типичными для выходных каскадов являются следующие величины: $u_{a,\max}$ = 10... 15 В, $i_{a,\max}$ = 5...20 мА, минимальное сопротивление нагрузки 600 ...2000 Ом.

7.2.2. Входной каскад, синфазные сигналы

Максимальное напряжение синфазных сигналов на входе приблизительно на 2-3 В меньше напряжения питания и, следовательно, меньше максимального размаха выходного напряжения. В **неинвертирующих** усилителях, работающих в режиме повторителя напряжения при коэффициенте усиления $v' = 1$, это может привести к дополнительным искажениям. Кроме того, во многих ОУ на полевых транзисторах сигнал на выходе может оказаться инвертированным по фазе и изменяться скачками, если разность фаз входных сигналов превышает допустимую величину.

7.2.3. Входной каскад, разностные сигналы

При перегрузках входного каскада разностным сигналом $u_d > u_{d,\max}$ ограничивается скорость нарастания сигнала (SR) на выходе. Это объясняется конечным значением скорости перезаряда «компенсирующей» емкости C_K, что в свою очередь обусловлено ограниченным током на выходе входного каскада. Как указано в гл. 3, для однополюсной модели усилителя с «задержанной» компенсацией в малосигнальном режиме жестко связаны между собой частота единичного усиления f_T, скорость нарастания сигнала SR и пороговое напряжение перегрузки входного каскада $u_{d,\max}$

$$\mathrm{SR} = 2\pi f_T u_{d,\max}. \tag{7.2.2}$$

Другие варианты компенсации дают лучшие результаты.

Максимальное напряжение на выходе $u_{a\,\max}$ при гармонических сигналах на входе u $(0 = u_0 \cdot \sin(2\pi f\ t)$ можно получить лишь до частоты, при которой максимальная скорость нарастания достигает величины

$$\mathrm{SR} = \max\left\{\frac{\partial u}{\partial t}\right\} = 2\pi f u_{a,\max}. \tag{7.2.3}$$

Эта частота называется граничной частотой режима больших сигналов и обозначается f_M:

$$f_M = \frac{\mathrm{SR}}{2\pi u_{a,\max}}; \qquad \frac{f_M}{\text{МГц}} = \frac{\dfrac{\mathrm{SR}}{\text{В/мкс}}}{6{,}28\dfrac{u_{a,\max}}{\text{В}}}. \tag{7.2.4}$$

На частотах **выше** f_M неискаженное выходное напряжение спадает с крутизной 6 дБ/окт.

Требования к усилителю

Как показано в гл. 3, верхняя граничная частота для ОУ звукового диапазона должна **быть** $f_M \geqslant 40$ кГц. Отсюда следует, что при $u_{a\,\max} = 15$ В скорость нарастания сигнала должна быть больше 5 В/мкс. Значения граничной частоты f_M и максимальной скорости нарастания сигнала для ОУ задаются обычно без большого запаса по перегрузкам. Поэтому на практике для обеспечения высокого качества звукопередачи рекомендуется снижать эти величины в 2-5 раз. Кроме увеличения максимальной скорости нарастания (гл. 3) существуют и другие возможности достижения этой цели. Рекомендуется:

- уменьшать коррекцию C_K частотной характеристики при больших усилениях ($v_N \gg 1$, $v_I \gg 1$);
- по возможности ограничивать коррекцию на верхних частотах (способ Lead - Lag);
- проводить коррекцию непосредственно на входе усилителя;
- проводить «опережающую» коррекцию (способ Feedforward).

7.3. Выбор рабочей точки

Рабочая точка ОУ устанавливается путем изменения величины постоянного напряжения, подаваемого на его плюсовой неинвертирующий вход (рис. 7.3.1, о, б). При симметричном напряжении питания $+U_V$ вход заземляется по постоянному напряжению через сопротивление смещения. При несимметричном напряжении питания вход замыкается на точку с потенциалом $U_B/2$. Для снижения количества необходимых внешних элементов в некоторых ОУ (например, типа NE 542) имеется встроенный делитель напряжения смещения. «Минус» входа по постоянному току создается с помощью цепочки ОС. Этим одновременно определяется и выходной потенциал покоя.

7.3.1. Дрейф входных величин

Входное напряжение смещения ΔU_{e0}

В реальном операционном усилителе всегда имеет место некоторый сдвиг постоянного входного напряжения ΔU_{e0} – входного напряжения смещения (типичная величина $\Delta U_{e0} \leqslant 10$ мВ). На выходе каскада значение ΔU_{e0} оказывается увеличенным пропорционально коэффициенту усиления v' $(/=0)$. В звуковой схемотехнике существует несколько способов компенсации или обращения в нуль указанного напряжения смещения. Один из них состоит в уменьшении коэффициента усиления до $v' = 1$ на частотах ниже рабочей полосы пропускания, что достигается путем изменения емкости связи (рис. 7.3.1, *а*, *б*). Другой вариант схемы. позволяющий использовать небольшую емкость C_1, показан на рис. 7.3.1, *в*.

Входные токи I_{e0+} *и* I_{e0-}, *ток смещения* $\Delta I_{e0} = I_{e0+} - I_{e0-}$

В операционных усилителях на биполярных транзисторах входные постоянные токи I_{e0} достигают величин в пределах от наноампер до микроампер. Неизбежный дрейф входных токов, протекающих по сопротивлению смещения, вызывает на входе дополнительное паразитное падение напряжения $9U_{e0} = R_K \cdot \Delta I_{e0}$ (сопротивление смешения R_K на рис. 7.3.1). Если на входы подается постоянное напряжение от источников с различным внутренним сопротивлением $\Delta R_K = R_{K+} - R_{K-}$, то добавляется еще одна паразитная составляющая $9U_{e0} = \Delta R_K \cdot I_{e0}$. Во избежание этих неприятных эффектов рекомендуется выбирать внутреннее сопротивление источника небольшим, исходя из условия $R_K < \Delta U_{e0}/I_{e0}$.

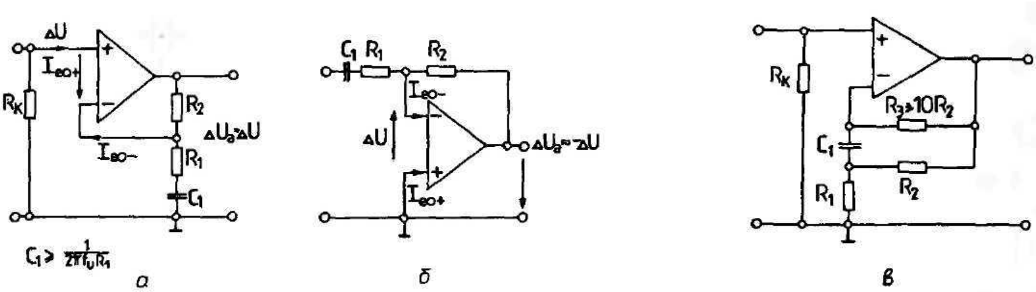


Рис. 7.3.1. Снижение дрейфа напряжения смещения путем уменьшения коэффициента усиления полезного сигнала на нижних частотах (*а*, *б*), варианты с конденсаторами меньшей емкости C_1 (*в*).

7.4. Усиление синфазных сигналов

Если даже закоротить входы ОУ, то вследствие усиления синфазных составляющих при работе в малосигнальном режиме на выходе появляется некоторое (не равное нулю) напряжение $\underline{U}_a = \underline{V}_g \cdot \underline{U}_e$. (Здесь $\underline{V}_g$ – **коэффициент** усиления синфазных составляющих, $\underline{U}_e$ - входное напряжение.) Отношение $\frac{\underline{V}_d(p)}{\underline{V}_g(p)}$ называется коэффициентом ослабления синфазных сигналов КОСС (в зарубежной литературе можно встретить обозначение **CMRR** – "Common mode rejection ratio").

$$\frac{\underline{V}_d(p)}{\underline{V}_g(p)} = \text{КОСС}. \tag{7.4.1}$$

Типичные значения КОСС на низких частотах лежат в пределах от 70 до 100 дБ, на частотах выше 50 Гц КОСС снижается пропорционально частоте. Погрешности усиления, обусловленные ослаблением синфазных сигналов, в общем случае равны или меньше петлевого усиления $\underline{V}_s$.

***Неинвертирующий** усилитель (рис. 7.1.2, а)*

Входное напряжение $\underline{U}_e$ одновременно служит и напряжением синфазных составляющих. Значит, коэффициент усиления по напряжению

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \underline{V}_N \cdot \frac{1 + 1/2\text{CMRR}}{1 - 1/2\text{CMRR} + \underline{V}_N/\underline{V}_d} \simeq \underline{V}_N(1 + 1/\text{CMRR}), \quad \underline{V}_N = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}. \tag{7.4.2}$$

Здесь и далее для простоты пренебрегаем паразитными составляющими петлевого усиления $\underline{V}_d/\underline{V}_N$. Ранее предполагалось, что $\underline{V}_d/\underline{V}_N$ имеет некоторую конечную величину даже при $|\underline{V}_d| \to \infty$.

Инвертирующий усилитель (рис. 7.1.2, б)

В инвертирующих усилителях практически нет погрешностей синфазного усиления, так как один из входов всегда заземлен. Коэффициент усиления по напряжению

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \underline{V}_I \cdot \frac{1 - 1/2\text{CMRR}}{1 - 1/2\text{CMRR} + \underline{V}_N/\underline{V}_d} \simeq V_I, \quad \underline{V}_I = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}. \tag{7.4.3}$$

Вычитающий усилитель (рис. 7.1.2, в)

В общем случае коэффициент усиления по напряжению

$$\underline{U}_a = \frac{\underline{Z}_4(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)(1 + 1/2\text{CMRR})}{\underline{Z}_1(\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4)[1 + (1 + \underline{Z}_2/\underline{Z}_1)] \cdot 1/\underline{V}_d} \cdot \underline{U}_{e1} - \frac{\underline{Z}_2(1 - 1/2\text{CMRR})}{\underline{Z}_1[1 + (1 + \underline{Z}_2/\underline{Z}_1)] \cdot 1/\underline{V}_d} \cdot \underline{U}_{e2}. \tag{7.4.4}$$

Для обеспечения симметрии должно удовлетворяться условие $\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3$. С учетом выражений (7.4.2) и (7.4.3) для $\underline{V}_N$ и $\underline{V}_I$ получаем

$$\underline{U}_a = \underline{V}_I \cdot \frac{1}{1 + \underline{V}_N/\underline{V}_d} \left[(\underline{U}_{e2} - \underline{U}_{e1}) + \frac{1}{\text{CMRR}} \cdot \left(\frac{\underline{U}_{e1} + \underline{U}_{e2}}{2} \right) \right]. \tag{7.4.5}$$

Синфазное возбуждение входа приводит к погрешностям выходного сигнала. На практике преобладающими оказываются синфазные погрешности, вызываемые асимметрией схемы, которые в свою очередь вызываются разбросом номиналов пассивных элементов схем.

7.5. Типы операционных усилителей

Основные характеристики ОУ звукового диапазона приведены в Приложении **A11.** Из них усилители семейства **LF-351** и **TL071** относятся к недорогим ОУ среднего класса качества, усилители семейств NE-5534, OP-37 и в особенности LTC-1028 предназначены для малошумящей звуковой аппаратуры, работающей с источниками сигнала со средним по величине внутренним сопротивлением. Нелинейные искажения усилителей этой группы не больше 0,02% при коэффициентах усиления $v' \leqslant 10$.

8. Операционные усилители с управляемым коэффициентом передачи

Операционные усилители с управляемым коэффициентом передачи ("Operational transconductance amplifier")-это, как правило, интегральные усилители с регулируемой крутизной g_m. Эффект управления создает дифференциальный усилитель, крутизна которого изменяется при изменении тока покоя I_0. В выходном каскаде токи дифференциальных каскадов вычитаются, и разность их образует выходной сигнал (рис. 8.1.1, *а*, б).

8.1. Идеальный усилитель с управляемым коэффициентом передачи

Схема идеального ОУ с управляемым коэффициентом передачи приведена на рис. 8.1.1, в. У него бесконечно большое входное сопротивление для входного сигнала и бесконечно большое выходное сопротивление (идеальный управляемый напряжением источник тока):

$$r_e \to \infty, \quad r_a \to \infty,$$
$$i_e = 0, \quad i_a = g_m u_d. \qquad (8.1.1)$$

При этом крутизну g_m можно менять, изменяя постоянный ток I_0. Строгий анализ схемы на рис. **8.1.1,** *а* [8.1, 8.2] дает следующие уравнения передаточной функции

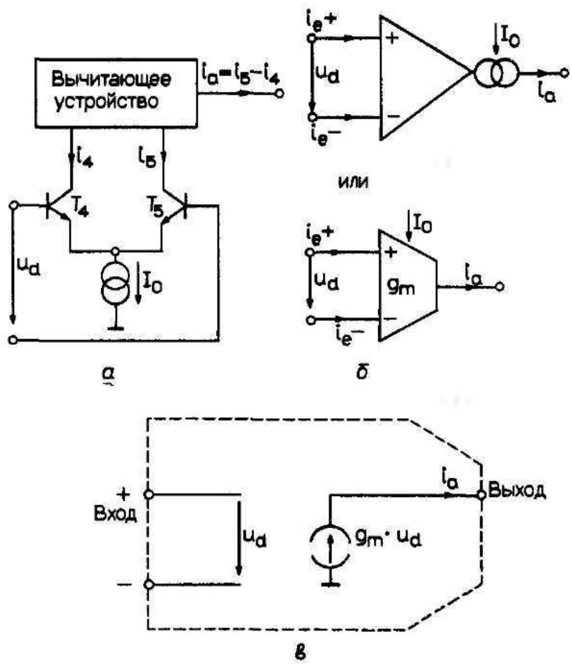


Рис. 8.1.1. Структурная схема операционного усилителя с управляемым коэффициентом передачи (*а*), варианты схемы (б), малосигнальная эквивалентная схема (в).

дифференциального усилителя, образованного T_4 и T_5:

$$u_d = U_T \cdot \ln\left(\frac{i_5}{i_4}\right),$$
$$i_4 + i_5 = I_0, \tag{8.1.2}$$

где U_T = 25 мВ – температурное напряжение. В случае небольших входных напряжений $(u_d < U_T)\ i_5 = i_4 = I_0/2$, а значит, справедлива линеаризация разложением в ряд Фурье

$$U_T \ln\left(\frac{i_5}{i_4}\right) \simeq U_T \frac{i_5 - i_4}{i_4} = U_T \frac{i_5 - i_4}{I_0/2}. \tag{8.1.3}$$

Если ток на выходе вычитающей схемы принять за i_a

$$i_a = i_5 - i_4 = u_d \cdot \frac{I_0}{2U_T}, \tag{8.1.4}$$

то крутизна g_m равна

$$g_m = \frac{I_0}{2U_T}. \tag{8.1.4a}$$

8.2. Линеаризующие диоды

Типичная схема с управляемым коэффициентом передачи приведена на рис. 8.2.1. Линейная область преобразования входных сигналов транзисторного дифференциального усилителя ограничена напряжением 50 мВ, поэтому при более высоких уровнях зависимость крутизны g_m от тока становится существенно нелинейной. Линеаризовать эту зависимость можно с помощью дополнительных (так называемых «линеаризующих») диодов, которые включаются встречно-параллельно входным транзисторам и по которым протекает дополнительный ток I_D. Эквивалентная схема усилителя с линеаризующими диодами приведена на рис. 8.2.2. При заданных нелинейных искажениях, например 0,1%, динамический диапазон линейного преобразования расширяется почти на 15 дБ, а при допустимых искажениях до 1% - еще на 10 дБ.

Результирующая передаточная функция в режиме малого сигнала характеризуется

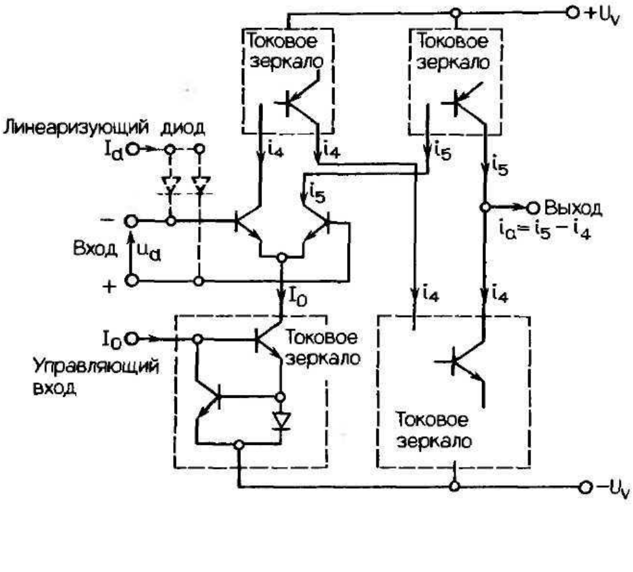


Рис. 8.2.1. Принципиальная схема типового ОУ с управляемым коэффициентом передачи (LM 13600/13700, NE 5517) [8.1, 8.2].

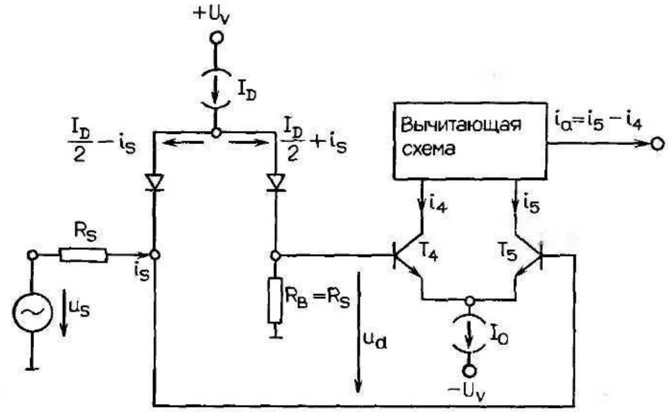


Рис. 8.2.2. Эквивалентная схема замещения с линеаризующими диодами (LM 13700).

следующими параметрами:

$$i_s \simeq \frac{u_s}{R_s}, \quad |i_s| < \frac{I_D}{2}, \quad i_a \cong i_s \frac{2I_0}{I_D}, \quad g_m = \frac{2I_0}{I_D R_S}. \tag{8.2.1}$$

8.3. Типы операционных усилителей с управляемым коэффициентом передачи

Примерами ОУ с управляемым коэффициентом передачи, используемых в звукотехнике, являются усилители типов LM 13700/NE 5517, CA 3060A, CA 3080A, CA 3094A, CA 3280A. Максимальные выходные токи усилителей $i_{a,\max}$ лежат в пределах 1 мА. С использованием промежуточных каскадов, например эмиттерного повторителя по схеме Дарлингтона, максимальный ток усилителя повышается до 20... 100 мА. В этих усилителях нет компенсирующих конденсаторов C_K (в обычных ОУ он, как правило, имеется), максимальная скорость нарастания сигнала на выходе увеличена до значений 50... 125 В/мкс. При токе I_c = 0,5 мА крутизна равна приблизительно 10 См. пределы регулирования крутизны перекрывают 6 декад. Достижимое отношение С/Ш при нелинейных искажениях около 0,1% равно 80 дБ.

8.4. Основные схемы операционных усилителей с управляемым коэффициентом передачи

Операционные усилители с управляемым коэффициентом передачи используются преимущественно в регуляторах громкости, ограничителях, фильтрах, модуляторах аппаратуры среднего класса качества. Широкий обзор таких схем дается в литературе [8.3].

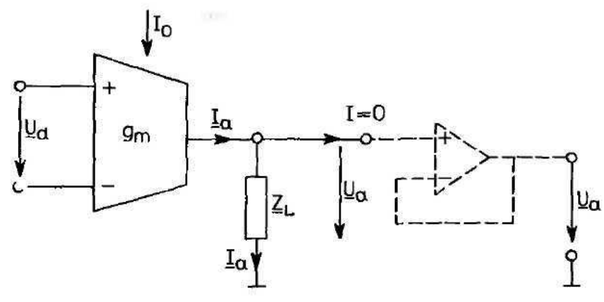


Рис. 8.4.1. Схема управляемого ОУ для расчета коэффициента усиления по напряжению.

8.4.1. Усиление напряжения

Эффект усиления по напряжению в ОУ с регулируемым коэффициентом передачи проявляется на выходном нагрузочном импедансе $\underline{Z}_L$ (рис. 8.4.1):

$$\underline{U}_a(p) = g_m \cdot \underline{Z}_L \cdot \underline{U}_d. \tag{8.4.1}$$

Коэффициент передачи $g_m(I_0)$ регулируется изменением управляющего постоянного тока I_0. Для развязки выхода обычно включается буферный каскад с коэффициентом усиления $v_u = 1$, который имеет большое входное сопротивление.

8.4.2. Регуляторы тембра

На рис. 8.4.2 показана схема регулятора тембра, корректора ВЧ, позволяющего в определенных пределах изменять **(подъем–спад)** частотную характеристику передачи в нижней и верхней областях полосы пропускания, а также изменять частоту среза характеристики коррекции. Используя исходные уравнения для

первого ОУ $\underline{U}_1 = \dfrac{g_{m1}}{pC}(\underline{U}_e - \underline{U}_1)$,

второго ОУ $\underline{U}_2 = g_{m2} \cdot R(\underline{U}_e - \underline{U}_1)$ (8.4.2)

и сумматора $\underline{U}_a = \underline{U}_1 + \underline{U}_2$,

получаем общую передаточную функцию

$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1 + pK/\omega_1}{1 + p/\omega_1},$$

$$\omega_1 = \frac{g_{m1}}{C}, \quad K = g_{m2} \cdot R. \tag{8.4.3}$$

Током I_{01} управляется частота среза характеристики коррекции, а током I_{02} – **подъем** ($k > 1$) и спад ($k < 1$) характеристики.

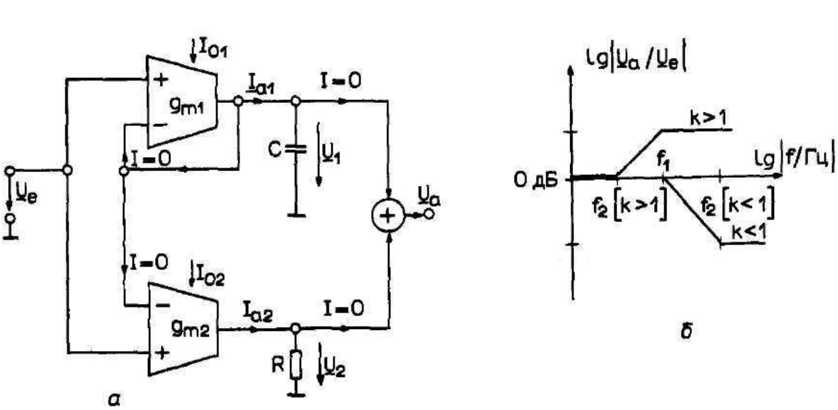


Рис. 8.4.2. Структурная схема корректора ВЧ на двух ОУ с управляемым коэффициентом передачи *(а)*, диаграмма Боде коэффициента усиления (б).

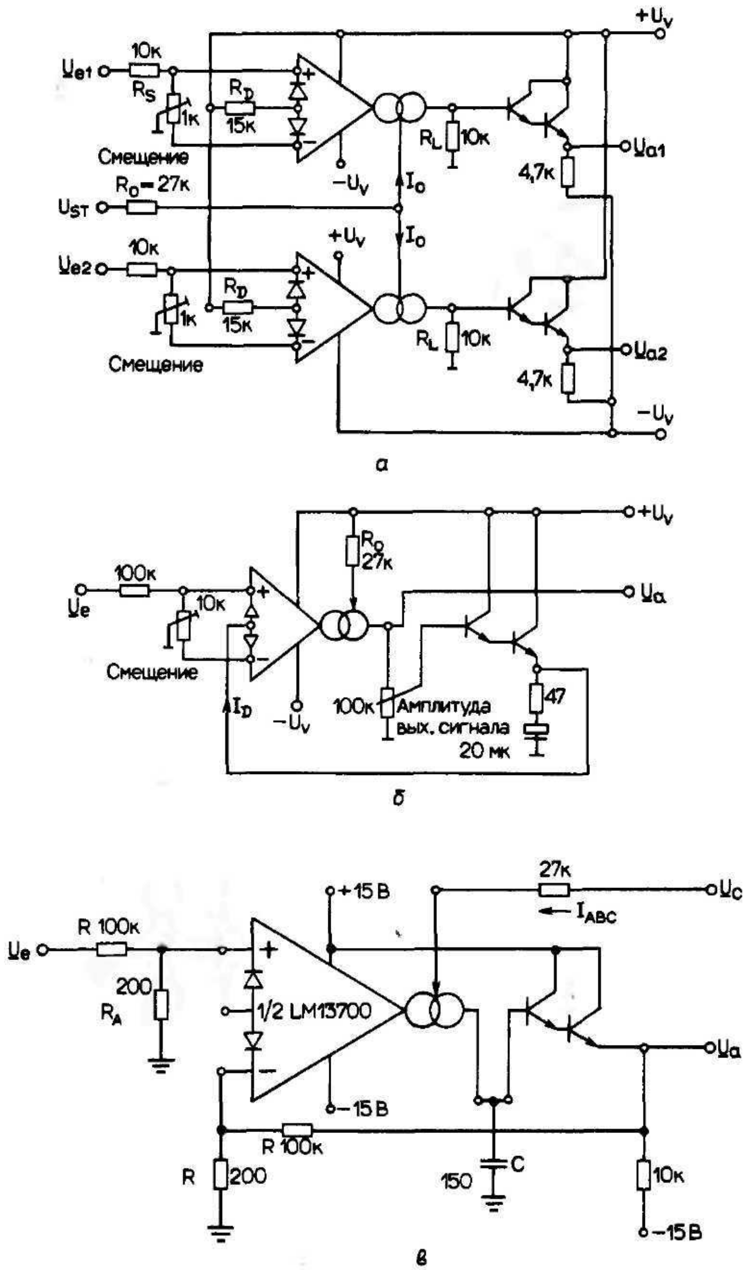


Рис. 8.4.3. Примеры реального использования ОУ с регулируемым коэффициентом передачи (LM **13700/NE5517)**: стереофонический регулятор громкости (а), ограничитель уровня (б), фильтр НЧ 1-го порядка (в). U_e... входное напряжение, U_a... выходное напряжение, I_{ABC}, U_C... управляющий ток, управляющее напряжение.

8.4.3. Другие применения операционных усилителей с регулируемым коэффициентом передачи

На рис. 8.4.3 показаны схемы применения ОУ типа LM 13700/NE 5517 [8.1, 8.2] в стереофоническом регуляторе громкости, ограничителе, фильтре НЧ 1-го порядка.

Стереофонический регулятор громкости (рис. 8.4.3. а)

Расчетные формулы:

$$\underline{U}_a = \underline{U}_e \cdot \frac{940 I_0}{\text{мА}}; \quad \frac{I_0}{\text{мА}} \simeq \frac{\underline{U}_{ST}/\text{В} - (-\underline{U}_v/\text{В} + 1{,}4)}{R_0/k\text{Ом}}. \tag{8.4.4}$$

Различие характеристик левого и правого стереоканалов составляет 0,3 дБ.

Ограничитель (рис. 8.4.3,б) © National Semiconductor

Регулирование коэффициента усиления осуществляется изменением тока I_D (обратное регулирование), согласно уравнениям (8.2.1), при неизменном токе I_0. Уровень срабатывания транзисторов по схеме Дарлингтона, выполняющих функцию выпрямителя и линеаризующих диодов, $u_a = 3U_{BE} = 2$ В. При увеличении тока I_D коэффициент усиления $v_u = g_m R_L$ уменьшается, благодаря чему напряжение u_a остается неизменным.

Фильтр НЧ 1-го порядка (рис. 8.4.3, в)

Данная схема представляет собой вариант показанного на рис. 8.4.2, *а* фильтра НЧ 1-го порядка на ОУ с регулируемым коэффициентом передачи. Для увеличения динамического диапазона на входе и в цепи обратной связи включен делитель напряжения $(R + R_A)/R_A$.Сигнал обратной связи снимается с выхода согласующего каскада, что исключает влияние погрешности импеданса $\underline{Z}_L = 1/pC$ параллельной цепочки $(1/pC \| R)$. Граничная частота пропускания f_0 на уровне -3 дБ пропорциональна управляющему току I_{ABC}. Передаточная функция имеет вид

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \underline{H}(p) = \frac{1}{1 + p/\omega_0}; \quad \omega_0 = \frac{g_m}{C} \cdot \frac{R_A}{R_A + R}. \tag{8.4.5}$$

9. Предварительные усилители

Усилители с постоянным коэффициентом передачи реализуются обычно в виде систем с обратной связью. Они применяются в основном как микрофонные усилители, вынесенные предварительные усилители в звукоснимателях проигрывателей грампластинок, а также как согласующие и промежуточные усилители. В устройствах с низкоомными источниками сигналов, например микрофонами, импеданс которых лежит в пределах от 200 Ом до 2 кОм, входные каскады усилителей строятся на биполярных транзисторах, а входные каскады усилителей для конденсаторных микрофонов с выходной емкостью C_G = 5...40 пФ-на полевых транзисторах.

9.1. Однокаскадные усилители

Из-за небольших коэффициентов усиления и неблагоприятного соотношения числа активных и пассивных элементов однокаскадные усилители на биполярных и полевых транзисторах встречаются довольно редко. Решающей для их применения является стабильность рабочей точки по постоянному току, которая определяется коэффициентом усиления постоянного напряжения v_0 (усиление дрейфа). С помощью специальных схемотехнических мер, например обратной связи, это усиление можно свести к единице.

9.1.1. Каскад по схеме с общим эмиттером

Регулировка рабочей точки с помощью сопротивления в цепи эмиттера

Весьма удобная схема для регулировки рабочей точки показана на рис. 9.1.1, о. Здесь для регулировки используется обратная связь по напряжению, управляемая током. Глубина ОС подбирается с помощью резистора R_E. Дрейф потенциала покоя цепи коллектора, который зависит от коэффициента усиления по напряжению $v_0 = -R_C/R_E$, составляет всего $v_0 \cdot 2$ мВ/К. поэтому на практике им обычно пренебрегают. Высокая стабильность достигается при условии $I_C R_E \gg U_T$ = 25 мВ. Верхнее предельное значение R_E определяется максимальным размахом напряжения сигнала на выходе $u_{a\,max}$ и минимальным напряжением перехода коллектор -эмиттер

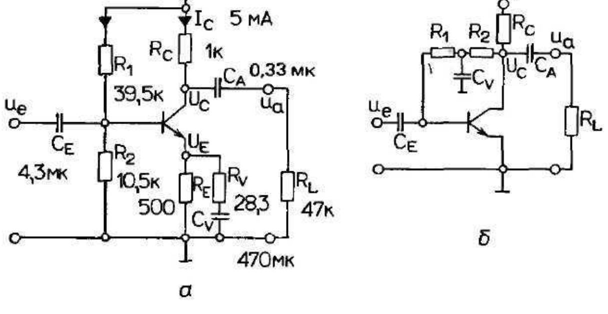


Рис. 9.1.1. Схема с общим эмиттером, содержащая регулятор рабочей точки. Рабочая точка стабилизируется с помощью ОС по напряжению (*а*) *или* по току (*б*). (В скобках указаны номиналы элементов как пример расчета.)

$U_{CE,\min} \geqslant 1$ В:

$$\hat{u}_{a,\max} = \frac{(U_V - U_{CE,\min})}{2(1 + R_E/R_C)} \simeq \frac{1}{(1 + R_E/R_C)} \cdot \frac{U_V}{2}. \qquad (9.1.1)$$

На практике верхнее предельное значение R_E выбирается из условия $R_E/R_C \leqslant 0{,}1 \ldots 0{,}3$. Постоянный ток коллектора I_C и потенциалы покоя U_C и U_E рассчитываются по формулам

$$I_C = \frac{U_V - U_{CE,\min}}{2(R_C + R_E)} \simeq \frac{U_V}{2(R_C + R_E)},$$
$$U_C = U_V - R_C I_C,$$
$$U_E = R_E I_C, \qquad (9.1.2)$$
$$I_Q = \frac{U_V}{R_1 + R_2} \simeq 10 \cdot I_B = 10 \frac{I_C}{B}.$$

Ток I_Q в делителе напряжения коллектора R_1, R_2 должен быть намного больше тока базы I_B. Отсюда рассчитываются сопротивления делителя в цепи базы

$$R_2 = \frac{E_E I_C + U_{BE}}{I_Q}, \qquad R_1 = \frac{U_V}{I_Q} - R_2, \qquad (9.1.3)$$

где U_{BE} — 0,65 В для кремниевых транзисторов.

Усиление напряжения сигнала

Обычно коэффициент усиления напряжения сигнала $|v_u| \simeq R_C/R_E$ очень мал и его увеличивают шунтированием сопротивления R_E цепочкой C_V и R_V:

$$\underline{V}_u(p) = \frac{-R_C(1 + p\tau_1)}{\left(R_E + \frac{1}{g_m}\right)(1 + p\tau_2)},$$
$$(9.1.4)$$
$$\tau_1 = (R_E + R_V)C_V \simeq R_E C_V, \qquad \tau_2 = \frac{R_E + R_V + g_m R_E R_V}{1 + g_m R_E} C_V \simeq \left(R_V + \frac{1}{g_m}\right) C_V.$$

Результирующий коэффициент усиления напряжения в полосе пропускания $f > f_u = 1/2\pi\tau_2$

$$v_u = \frac{-R_C}{\frac{1}{g_m} + (R_V \| R_E)} \simeq \frac{-R_C}{R_V + \frac{1}{g_m}}. \qquad (9.1.5)$$

Нижняя граничная частота для звуковой аппаратуры лежит в области $f_u = 5 \ldots 20$ Гц. Входная и выходная емкости связи C_E и C_A также рассчитываются по нижней граничной частоте

$$C_A = \frac{1}{2\pi f_u R_L}, \qquad R_L \gg R_C,$$
$$C_E = \frac{1}{2\pi f_u r_e} \text{ при} \qquad (9.1.6)$$
$$r_e = (R_1 \| R_2) \| \left(\frac{B}{g_m} + B R_V\right).$$

Для того чтобы шум на входе усилителя был как можно меньшим, а также для того, чтобы обеспечить возможность работы при малых импедансах нагрузки R_L, схема должна быть низкоомной, т. е. ток покоя коллектора I_C должен быть по возможности большим. Для того чтобы удовлетворить этому требованию, емкость C_V в цепи ОС должна быть больше 100 мкФ.

Пример практически реализованной схемы

На рис. 9.1.1 приведена схема, на которой указаны номиналы деталей и режим: U_V = 15 В, I_C = 5 мА, R_L = 47 кОм, $u_{a\ max}$ = 5 В, B = 200, $|v_u|$ = 30, нижняя граничная частота полосы пропускания f_u = 10 Гц. Эквивалентный коэффициент усиления напряжения в режиме холостого хода $|v_0| = g_m R_C$ = 200. При коэффициенте усиления $|v_u|$ = 30 коэффициент петлевого усиления v_s = 200/30 = 6,7. В этих условиях коэффициент нелинейных искажений при u_a = 1 В уменьшается с 5 до 0,75%.

Регулировка рабочей точки

Для регулировки рабочей точки используется сопротивление в цепи коллектор–база (рис. 9.1.1.). При $B \gg 1$ напряжение рабочей точки U_C рассчитывается по формулам

$$U_C = U_V - R_C I_C,$$

$$(R_2 + R_1) = \frac{B(U_C - U_{BE})}{I_C}, \qquad (9.1.7)$$

$$U_C = \frac{U_V + \dfrac{R_C B}{R_1 + R_2} U_{BE}}{1 + \dfrac{R_C B}{(R_1 + R_2)}}.$$

Условие симметрии рабочей точки $U_C = U_V/2$:

$$(R_1 + R_2) = BR_C.$$

Установленное напряжение рабочей точки малочувствительно к изменениям остаточного тока и не зависит от напряжения U_{BE}, однако требует подбора $R_1 + R_2$ при компенсации разброса значений B для разных транзисторов.

Если обратная связь по сигнальной цепи нежелательна, то на частотах выше f_u ее можно исключить, подбирая величины емкости C_V и сопротивлений R_1 и R_2 из условия

$$f_u \approx \frac{1}{2\pi (R_1 \| R_2) C_V}. \qquad (9.1.8)$$

(При этом создается фильтр ВЧ 1-го порядка с граничной частотой/,.)
Поскольку R_1 и R_2 обычно очень высокоомны (больше 100 кОм), то конденсатор C_V может иметь емкость меньше 1 мкФ. Коэффициент усиления напряжения сигнала этой схемы $|v_u| = g_m R_C$.

9.1.2. Эмиттерный повторитель

На схеме рис. 9.1.2 показан способ определения рабочей точки для транзисторного каскада с общим эмиттером (эмиттерного повторителя). В случае когда делитель напряжения в цепи базы удовлетворяет условию $I_Q \geqslant 10\ I_B$, справедливы следующие расчетные формулы:

$$R_2 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_Q}, \quad R_1 = \frac{U_V}{I_A} - R_2, \quad U_E = R_E I_E. \qquad (9.1.9)$$

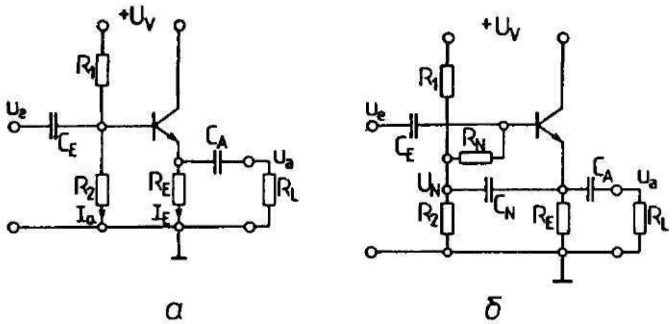


Рис. 9.1.2. Установка рабочей точки эмиттерного повторителя. Принципиальная схема (а), вариант схемы с увеличенным входным сопротивлением *(б)*.

В схеме варианта (*а*) большое динамическое входное сопротивление $r_e = \beta(R_E + 1/g_m) = \beta R_E$ снижается до величины $r_e = R_1 \| R_2$ с помощью делителя напряжения в цепи базы. Однако лучших результатов можно добиться, если часть выходного напряжения использовать в качестве напряжения ОС (вариант *б*). Емкость C_N предназначена здесь для стабилизации напряжения в средней точке делителя U_N, которое должно быть равно u_a. Для этого сопротивление R_N включается в параллель со входным сопротивлением транзистора β/g_m. Результирующий входной импеданс достигает величины

$$r_e = \beta\left(R_E + \frac{1}{g_m}\right) \approx \beta R_E,$$

$$R_N \simeq \frac{0{,}5\beta}{B \cdot I_c} \quad \text{или} \quad R_N \geqslant \beta/g_m. \tag{9.1.10}$$

Цепочка $R_1 \backslash\backslash R_2$ и C_N, параллельная R_E, образует сопротивление нагрузки. Нижняя граничная частота цепи ОС рассчитывается по формуле

$$f_u = \frac{1}{2\pi C_N (R_1 \| R_2)}. \tag{9.1.11}$$

9.1.3. Выбор рабочей точки в схемах на полевых транзисторах

Способ установки рабочей точки в схеме на полевом транзисторе с каналом *n*-типа показан на рис. 9.1.3. Напряжение U_G и U_S стабилизируется с помощью ОС, использующей сопротивление R_S. По выбранному току стока I_D проводится следующий расчет:

$$(1-\alpha) R_S = \frac{|U_p|}{I_D}\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right),$$

$$U_{GS} = U_p\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right), \quad U_S = I_D R_S, \quad U_D = U_V - I_D R_D. \tag{9.1.12}$$

При $I_D = I_{DSS}$ $\alpha = 1$ и, следовательно, $(1 - \alpha) R_S = 0$, т.е. необходимость в этом сопротивлении отпадает.

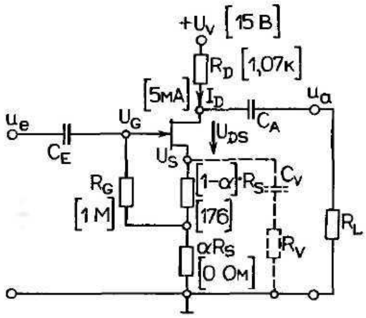


Рис. 9.1.3. Установка рабочей точки каскада на *n*-канальном полевом транзисторе. (В скобках указаны номиналы элементов как пример расчета.)

Для усилителей по схеме с общим истоком обычно выбирают а = 0, что позволяет, во-первых, удерживать небольшим напряжение U_S и, во-вторых, обеспечить большой динамический диапазон выходного напряжения u_a. Необходимое для усилителя минимальное напряжение сток–исток $D_{DS\min} \geqslant |U_p - U_{DS}|$ = 2...5 В в этой схеме значительно больше, чем в схеме на биполярных транзисторах. Для того чтобы динамический диапазон выходного напряжения был максимальным, сопротивление в цепи стока рассчитывается следующим образом:

$$R_D = \frac{U_V - U_K}{2I_D} - R_S,$$

$$U_K = \sqrt{\frac{2I_D}{I_{DSS}}} \cdot |U_p|. \qquad (9.1.13)$$

Входное сопротивление каскада в малосигнальном режиме рассчитывается в зависимости от а по формуле

$$r_e \doteq \frac{(R_D + \alpha R_S)(1 + g_m R_S)}{1 + (1 - \alpha) g_m R_S} \qquad (9.1.14)$$

и своего максимума $r_e \simeq R_G g_m R_S$ достигает при а = 1.

9.1.4. Схема с общим истоком

Схема усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком показана на рис. 9.1.3. Расчет элементов схемы производился для тока I_D = 5 мА (полевой транзистор с каналом *n*-типа, $|U_p|$ = 3 В, I_{DSS} = 10 мА и а = 0). Коэффициент усиления, зависящий от g_m, R_S и R_D, составляет всего $|v_u|$ = 1,8. Если зашунтировать R_S емкостью C_V (R_V = 0), то коэффициент усиления на частотах выше граничной f_u, которая определяется емкостью C_V (R_V = 0), можно увеличить до $|v_u|$ = 2,5. Граничная частота f_u определяется по формуле

$$f_u \simeq \frac{1}{2\pi C_V\left(R_V + \dfrac{1}{g_m}\right)} = \frac{g_m}{2\pi C_V}. \qquad (9.1.15)$$

Для граничной частоты f_u = 10 Гц и при крутизне $g_m = 2{,}4 \cdot 10^{-3}$ См емкость конденсатора C_V должна быть больше 37 мкФ. Сопротивление R_G выбирается таким, чтобы падением напряжения на затворе можно было пренебречь и чтобы это сопротивление определяло собой входное сопротивление каскада, например, R_G = 1 МОм. Выход

высокоомный ($r_a = R_D$) и требует $R_L \gg R_D$. Емкость связи на выходе $C_A = 1/(2\pi f_u R_L)$ следует рассчитывать по нижней граничной частоте передаваемой **полосы** f_u; точно так же рассчитывается емкость на входе $C_E = 1/(2\pi f_u r_e)$.

9.1.5. Истоковый повторитель

Режим истокового повторителя можно получить, если в качестве выходного сигнала u_a использовать напряжение U_S (рис. 9.1.3). Условиями максимального динамического диапазона напряжения на выходе являются $U_S = U_V/2$ и $R_D = 0$.

Рабочая точка рассчитывается следующим образом:

$$R_S = \frac{U_V - U_K}{2I_D},$$
$$U_K = \sqrt{\frac{2I_D}{I_{DSS}}} \cdot |U_p|,$$
$$U_S = I_D R_S, \qquad (9.1.16)$$
$$U_{GS} = U_p\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right),$$
$$1 - \alpha = \frac{|U_p|}{R_S I_D}\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right).$$

Для расчета задаются величинами I_D и U_V, а также параметрами полевого транзистора. После расчета минимального напряжения перехода **сток–исток** $U_{DS} \, . = U_K$ (напряжение в точке перегиба при максимальном токе стока $2I_D$) определяется величина сопротивления R_S, а также необходимое напряжение перехода **затвор–исток** и соответственно U_{GS}. Выходное сопротивление в малосигнальном режиме рассчитывается по формуле

$$r_A = (1/g_m) \,\|\, R_S.$$

9.2. Многокаскадные усилители

Многокаскадные усилители обычно представляют собой схему из двух последовательно соединяемых каскадов с общим эмиттером. Желаемый коэффициент усиления по напряжению достигается с использованием ОС. Напряжение ОС снимается с резистивной цепочки R_1, R_2, позволяющей изменять его. Для лучшей стабилизации рабочей точки и лучшей передачи сигналов нижних частот оба каскада работают с ОС при коэффициентах усиления $v_0' = 1$.

9.2.1. Схема с комплементарными транзисторами

Схема усилительного каскада на комплементарных транзисторах показана на рис. 9.2.1, *а*. На участке от u_e до u_a каскад работает как **неинвертирующий** усилитель, входные напряжения которого E_+ и E_-. Для этих входных напряжений каскад неравнозначен: для E_+ транзистор T_1 работает по схеме с общим эмиттером, а для E_- – **по** схеме с общей базой. Поскольку транзистор T_2 включен по схеме с общим эмиттером, то выход A-высокоомный ($r_a \approx R_{C2}$). Однако под влиянием обратной связи (R_2, R_1 **и** C_1) выходное сопротивление r_a в малосигнальном режиме уменьшается пропорционально петлевому усилению v_S.

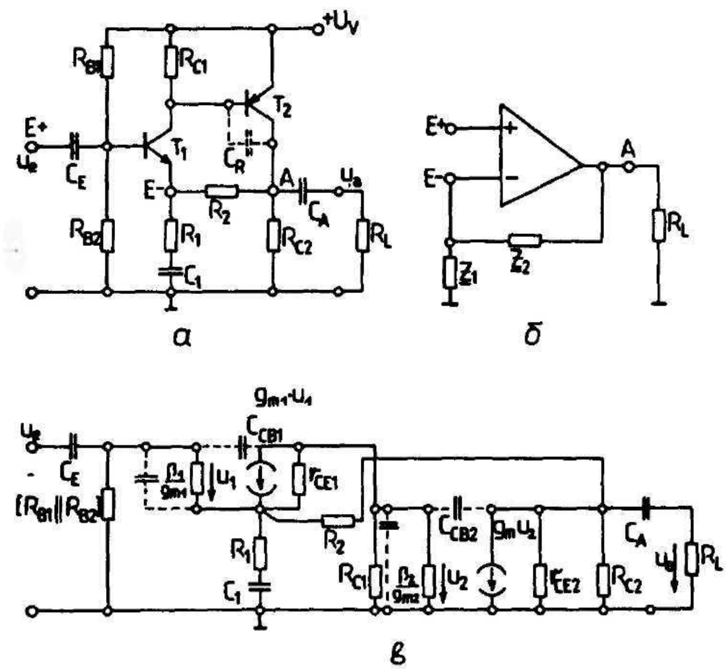


Рис. 9.2.1. Принципиальные схемы многокаскадного усилителя (*а*) и такого же усилителя на ОУ (*б*). Малосигнальная эквивалентная схема для низких и средних частот (в).

Коэффициент усиления в режиме холостого хода

Эквивалентный коэффициент усиления в режиме холостого хода составляет

$$v_0 = g_{m1} R_{L1} \cdot g_{m2} R_{L2} \text{ при}$$

$$R_{L1} = \left(R_{C1} \| r_{CE1} \| \frac{\beta_2}{g_{m2}}\right) \simeq \left(R_{C1} \| \frac{\beta_2}{g_{m2}}\right), \tag{9.2.1}$$

$$R_{L2} = (R_{C2} \| r_{CE2} \| R_L) \simeq R_{C2}.$$

Под влиянием сопротивления цепи **база–эмиттер** транзистора T_2 падение напряжения на R_{C1} ограничивается величиной U_{BE} = 0,65 В и, следовательно, R_{C1}= 0,65 **В**/I_{C1} « « r_{CE1}. Кроме того, справедливо и соотношение $I_{C1} = (1 \dots 10) \cdot I_{B2} = I_{C2}/B_2$. Для того чтобы получить небольшое выходное сопротивление, величину R_{C2} выбирают малой, из условия $R_{C2} < r_{CE2}$. Теперь приближенные формулы для расчета коэффициентов усиления в режиме холостого хода принимают вид

$$v_0 \simeq \frac{I_{C1}}{U_T} \beta_2 R_{C2} = \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{U_{C2}}{U_T} \cdot \beta_2,$$

$$v_{0,\min} = \frac{\beta_2}{B_2} \cdot \frac{U_{C2}}{U_T} \simeq \frac{U_{C2}}{25 \text{ мВ}} \left(\text{усиление тока транзистора } T_2\text{: } R_{C1} > \frac{\beta_2}{g_{m2}}\right), \tag{9.2.2}$$

$$v_{0,\max} \simeq \frac{U_{BE2}}{U_T} \cdot \frac{U_{C2}}{U_T} \simeq 26 \frac{U_{C2}}{25 \text{ мВ}} \left(\text{усиление напряжения транзистора } T_2\text{: } R_{C1} < \frac{\beta_2}{g_{m2}}\right).$$

Для того чтобы динамический диапазон выходного напряжения был максимальным, потенциал покоя коллектора выбирают из условия $U_{C2} = U_V/2$(U_{C2}–**потенциал** покоя коллектора, U_V–выходное напряжение). Постоянный ток коллектора I_{C1} выбирается

по оптимуму шумовых свойств каскада, обычно он лежит в пределах от 10 мкА до 2 мА. Ток коллектора I_{C2} выбирается соответствующим импедансу нагрузки R_L и по допустимой мощности потерь. Обычно выбираются R_{C2}= 2.2... 15 кОм, I_{C2} = = 0,5 ... 5 мА. Типичные значения коэффициента усиления в режиме холостого хода v_0 лежат в пределах от 2000 до 5000.

Верхняя граничная частота

Верхняя граничная частота полосы пропускания f_G на уровне —3 дБ в режиме холостого хода определяется емкостью перехода коллектор- база C_{CB} транзистора T_2 (с параллельно подключаемой C_R), увеличивающейся под влиянием эффекта Миллера, и входным сопротивлением $r_{e2} = \beta_2/g_{m2}$:

$$f_G = \frac{1}{2\pi r_{e2} C_{CB} V_2} = \frac{1}{2\pi\beta_2 R_{C2} C_{CB}}. \tag{9.2.3}$$

Ситуация в первом каскаде примерно такая же, но верхняя граничная частота определяется внутренним сопротивлением источника сигнала. Входной емкостью здесь служит емкость Миллера $v_1 C_{CB}$ транзистора Т,. Для повышения устойчивости работы каскада с обратной связью верхняя граничная частота f_G транзистора T_2 обычно немного понижается, для чего вводится дополнительная емкость C_R = 20 ... 50 пФ. Эта же мера способствует образованию полюса на частоте f_0. При C_R — 22 пФ, C_{CB}— 5 пФ, R_{C2}= 4,7 кОм и β_2 = 200 имеем f_0 = 6,3 кГц. С учетом граничной частоты первого каскада f_{G1} частота единичного усиления всего усилителя получает значение $f_T = 0{,}5 v_0 f_0$ = 15 кГц.

Установка рабочей точки

Исходными для выбора рабочей точки являются величины U_{C2} и I_{C2}. Обычно принимается $U_{C2} = U_V/2$, тогда расчет рабочей точки проводится в следующем порядке:

$$\begin{aligned}
R_{C2} &= \frac{U_{C2}}{I_{C2}+I_{C1}} \simeq \frac{U_{C2}}{I_{C2}} \simeq \frac{U_V}{2I_{C2}},\\
R_2 &= \frac{U_{R2}}{I_{C1}}, \qquad U_{R2} \leqslant 1 \ldots 2\ \text{В},\\
R_{C1} &= \frac{U_{BE2}}{I_{C1}+I_{C2}/B_2} \simeq \frac{U_{BE2}}{I_{C1}}, \qquad U_{BE2} \sim 0{,}65\ \text{В – для кремниевых транзисторов},\\
I_Q &\geqslant \frac{10 I_{C1}}{B_1}, \qquad I_Q = \frac{U_V}{R_{B1}+R_{B2}},\\
R_{B2} &= \frac{U_{C2}+U_{R2}+U_{BE1}}{I_Q} \simeq \frac{U_{C2}}{I_Q},\\
R_{B1} &= \frac{U_V}{I_Q} - R_{B2}.
\end{aligned} \tag{9.2.4}$$

Так, например, при U_V = 20 В, I_{C1} = 100 мкА, I_{C2} = 2 мА получаемые в результате расчета величины составляют: R_{C2}= 5 кОм ($R_2 \leqslant$ 20 кОм), R_{C1}= 6,5 кОм, I_Q = = 200 мкА, R_{B2}= 55 кОм, R_{B1}= 45 кОм. С учетом емкости связи C_1 коэффициент усиления напряжения в режиме холостого хода с обратной связью v'_0 = 1, благодаря чему стабильность рабочей точки получается очень высокой.

Обратная связь

Передаточная функция каскада в малосигнальном режиме с обратной связью имеет

вид

$$\underline{v}_N(p) = \frac{v_0}{1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} v_0} \simeq \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}. \qquad (9.2.5)$$

Нижние граничные частоты определяются емкостями связи (входной, проходной и выходной)

$$f_{uE} \simeq \frac{1}{2\pi C_E (R_{B1} \| R_{B2})}, \quad f_{uA} = \frac{1}{2\pi C_A R_L}, \quad f_{u1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}. \qquad (9.2.6)$$

Критичной является частота f_{u1}, поскольку сопротивление R_1 для уменьшения шума должно быть небольшим ($R_1 = 0{,}1 \ldots 1$ кОм). Выходной импеданс в режиме малого сигнала обычно имеет величину

$$r_a \simeq \frac{R_{C2}}{v_S} \sim 100 \text{ Ом}, \qquad (9.2.7)$$

где v_S – петлевое усиление.

На отрицательных полуволнах сигнала динамический диапазон оказывается ограниченным в связи с тем, что выходное напряжение делится между R_{C2} и R_L. Величину максимального напряжения можно получить из выражения

$$\hat{u}_{a,\min} = \frac{U_V}{2} \cdot \frac{R_L}{R_{C2} + R_L}. \qquad (9.2.8)$$

Отсюда вытекает требование к R_L (сопротивлению нагрузки), которое должно быть $R_L = (5 \ldots 10)\, R_{C2}$.

Нелинейные свойства

Нелинейные свойства входного каскада T_1 можно оценить, предполагая токовую связь с каскадом T_2 (т.е. $R_{C1} \gg \beta_2 g_{m2}$). При выходном напряжении $u_a = 5$ В и коэффициенте усиления $v_0 = 5000$ коэффициент нелинейных искажений усилителя с обратной связью ($v_N = 100$) составляет приблизительно $\kappa = 0{,}02\%$. Доля искажений, вносимых каскадом T_2, может быть оценена в предположении, что он управляется напряжением (т.е. $R_{C1} \ll \beta_2/g_{m2}$). На практике искажения второго каскада оказываются преобладающими. Так, при $v_N = 100$ $\kappa = 0{,}4\%$. Анализ показывает, что искажения каскада T_2 можно уменьшить, если стабилизировано усиление в режиме холостого хода. Однако в связи с тем, что в токовом режиме достичь этого достаточно сложно. на практике эти улучшения весьма незначительны. Еще один недостаток токового режима состоит в том, что верхняя граничная частота обоих каскадов (T_1 и T_2) понижается.

9.2.2. Схема с двумя одинаковыми транзисторами

На рис. 9.2.2 приведен еще один вариант типовой схемы входного каскада, построенного на двух одинаковых транзисторах. И для данной схемы эквивалентный коэффициент усиления в режиме холостого хода без обратной связи (т. е. когда $R_1 \to 0$, $R_2 \to \infty$, $C_V \to$ со) определяется выражением (9.2.1).

Справедливы также и результаты анализа уравнения (9.2.2), проведенные при $R_{C1} \ll \beta_2/g_{m2}$(управление T_2 напряжением) и при $R_{C1} \gg \beta_2/g_{m2}$(токовый режим T_2). Обе схемы в отношении усиления в режиме холостого хода и выходного сопротивления r_{a0} — $(R_{C2} \| r_{CE})$ почти равнозначны. Таковы же примерно результаты анализа схем в отношении верхней граничной частоты единичного усиления. Что касается нижних

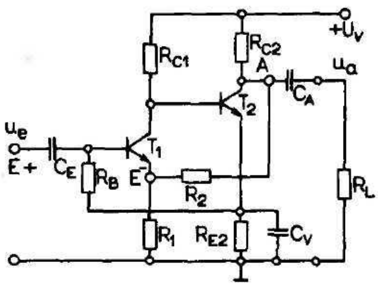


Рис. 9.2.2. Многокаскадный усилитель на однотипных транзисторах.

граничных частот, то их можно рассчитать следующим образом в зависимости от емкости конденсаторов связи на входе и выходе:

$$f_{uE} \simeq \frac{1}{2\pi C_E R_B}, \quad f_{uA} = \frac{1}{2\pi C_A R_L}. \tag{9.2.9}$$

Частотная характеристика передаточной функции в режиме холостого хода при данных C_V и R_{E2} описывается выражением

$$\underline{V}_0(p) \simeq v_0 \cdot \frac{1 + p\tau_1}{(1 + g_{m2} R_{E2})(1 + p\tau_2)}, \tag{9.2.10}$$

где

$$\tau_1 = R_{E2} C_V, \quad \tau_2 = \frac{\tau_1}{1 + g_{m2} R_{E2}} \simeq \frac{C_V}{g_{m2}}.$$

Нижняя граничная частота составляет

$$f_{u2} = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{g_{m2}}{2\pi C_V}. \tag{9.2.11}$$

При $1/g_{m2} = 5 \dots 25$ Ом емкость конденсатора должна быть очень большой ($C_V \geqslant$ $\geqslant 200$ мкФ). Заметим, однако, что частоту f_2 можно выбирать и более высокой ($f_2 \sim 100$ Гц), поскольку в усилителях с ОС она понижается пропорционально петлевому усилению *до* f_2/v_S.

Выбор рабочей точки

Рабочую точку по постоянному току для данного каскада характеризуют следующие величины:

$$\begin{aligned} U_V &= I_{C1} R_{C1} + U_{BE2} + U_{BE1} + I_{C1} R_1, \\ U_{C1} &= U_V - R_{C1} I_{C1} = U_{BE2} + I_{C2} R_{E2} = U_{BE2} + U_{BE1} + I_{C1} R_1, \\ U_{CE1} &= U_{BE1} + U_{BE2} = \text{const}, \\ U_{C2} &= U_V - R_{C2} I_{C2}. \end{aligned} \tag{9.2.12}$$

Обычно полагают $U_{C2} = U_V/2$, и тогда желаемый ток коллектора I_{C2}. Отсюда сразу получают величину R_{C2}. Что касается величин R_1 и I_{C1}, то их обычно определяют заранее, исходя из шумовых факторов. Таким образом, получаем

$$\begin{aligned} R_{E2} &= \frac{U_{BE1}}{I_{C2}} + \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot R_1, \\ U_{C1} &= U_{BE2} + U_{BE1} + I_{C1} R_1, \\ R_{C1} &= \frac{U_V - U_{BE2} - U_{BE1}}{I_{C1}} - R_1. \end{aligned} \tag{9.2.13}$$

Стабилизировать рабочую точку с помощью R_2, подключив для этого последовательно к R_1 конденсатор, невозможно. Для стабилизации должны использоваться сопротивления R_B и R_{E2}. На частотах **ниже** f_2 транзистор T_2 работает в режиме эмиттерного повторителя для T_1, при этом R_B выполняет функцию сопротивления ОС в цепи коллектора T_1. Таким образом, коэффициент усиления по постоянному напряжению для T_1 уменьшается до $v_0 = 1$. На частотах **ниже** f_2 обратная связь **по** R_B дополнительно уменьшает и динамическое входное сопротивление r_e. Заметим, что в сочетании со входной емкостью C_E цепочка образует фильтр ВЧ 2-го порядка. В этих обстоятельствах обратная связь на нижних частотах может вызвать определенные проблемы в отношении стабилизации.

9.2.3. Варианты схем усилителей

Эмиттерный повторитель на выходе

Рассмотренные выше две схемы очень легко могут быть усовершенствованы. Одно из усовершенствований состоит в том, что к выходу подключается дополнительный эмиттерный повторитель (рис. 9.2.3, *а*), который позволяет получить низкое динамическое выходное сопротивление, поскольку $r_{e,T3}$ и R_E могут быть выбраны меньшими (типичная величина $R_E = 1 \ldots 5$ кОм). Сопротивление в цепи коллектора транзистора T_2 может быть выбрано большим ($R_{C2} = 20 \ldots 100$ кОм), вследствие чего может быть большим и коэффициент усиления по напряжению. Недостаток такого усовершенствования состоит в том, что вследствие появления третьего полюса у T_3 несколько снижается верхняя граничная частота передаваемой полосы и увеличивается сдвиг фаз на верхних частотах.

Комплементарный эмиттерный повторитель

Схема комплементарного эмиттерного повторителя приведена на рис. 9.2.3, *б*. Выгодная особенность этой схемы состоит в том, что она позволяет улучшить характеристику передачи выходным каскадом обеих полуволн сигнала. Выходные транзисторы T_{3A} и T_{3B} оконечного каскада должны работать в режиме *А*, т.е. должно удовлетворяться условие $I_{C3} \geqslant u_{a\max}/R_L$. Эмиттерное сопротивление R_E защищает каскад от перегрузок, которые могут возникнуть при нарастании тока ΔI_{C3} вследствие увеличения ΔU_{BE3}. Для этого должно удовлетворяться условие $R_E \gg U_T/I_{C3}$, что достигается, например, при $R_E I_{C3} = 0{,}25 \ldots 1$ В. Требуемое напряжение смещения получается с помощью R_D, которое рассчитывается по формуле

$$R_D = \frac{2R_E I_{C3} + 2U_{BE3}}{I_{C2}} \simeq \frac{2R_E I_{C3} + 1{,}3\ \text{В}}{I_{C2}}. \tag{9.2.14}$$

Включенный параллельно этому сопротивлению конденсатор C_D позволяет симметрировать напряжения сигнала на входах обоих транзисторов T_{3A} и T_{3B} (нижняя граничная частота $f_u = 1/(2\pi R_D C_D)$).

Источник постоянного тока

Еще один вариант улучшения свойств выходного каскада – замена эмиттерного сопротивления R_E источником постоянного тока. Ток покоя коллектора $I_{C3} = I_0$ выбирается так, чтобы при максимальном уровне отрицательной полуволны $-u_{a,\max}$ ток, протекающий через транзистор T_3, был достаточным ($i_{C3} \approx i_{E3} \gg 0$) для того, чтобы крутизна g_{m3} оставалась почти неизменной во всем динамическом диапазоне. При этом изменение тока i_{C3}, зависящее от уровня входного сигнала, будет уменьшаться с увеличением отношения $R_L I_0 : u_{a,\max} > 1$.

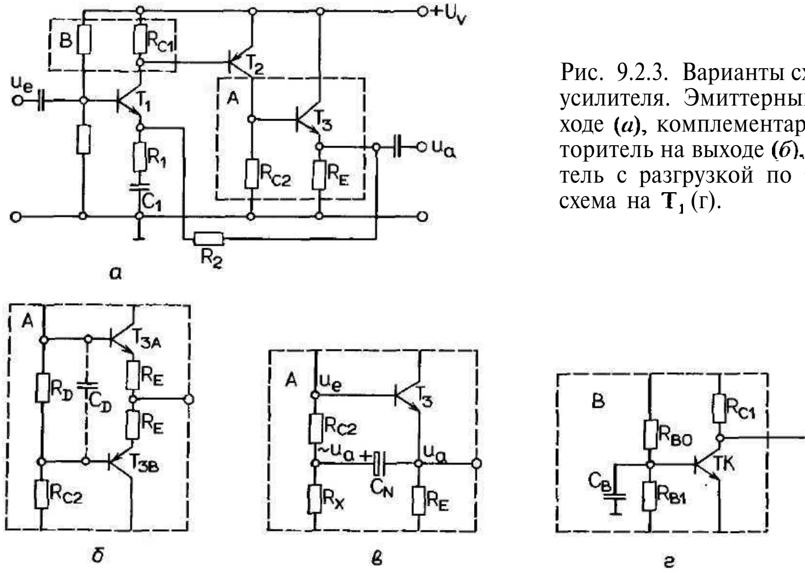


Рис. 9.2.3. Варианты схемы многокаскадного усилителя. Эмиттерный повторитель на выходе (*а*), комплементарный эмиттерный повторитель на выходе (*б*), эмиттерный повторитель с разгрузкой по току T_2 (*в*), каскодная схема на T_1 (г).

Источники тока нагрузки

Если коллекторные сопротивления заменить источниками постоянного тока I_0, то можно увеличить коэффициент усиления напряжения холостого хода. Одним источником тока I_0 вместо R_{C1} (рис. 9.2.3, *г)* может служить падение напряжения $U_{R\ C1} = U_{BE}$ — 0,65 В (в схеме на рис. 9.3.2, *а).* Источник тока нагрузки транзистора T_2 может быть получен с помощью обратной связи через C_N (см. рис. 9.2.3, в). Переменный опорный потенциал на R_{C2} (по цепи эмиттерный повторитель – конденсатор C_N) приблизительно сохраняется на уровне $u_a = u_e$. Падение переменного напряжения на R_{C2} невелико, так что его увеличение можно просто не учитывать.

Каскодная схема

Каскодная схема позволяет уменьшить входную емкость перехода коллектор – база C_{CB} транзистора T_1, создаваемую эффектом Миллера. Один из вариантов каскóдной схемы приведен на рис. 9.2.3, в. Для того чтобы обеспечить возможность работы каскада при больших уровнях входного сигнала, напряжение рабочей точки выбирается небольшим (U_{CE} = 1 ... 3 В). Расчет элементов схемы проводится по току I_Q в делителе напряжения смещения на базе в следующем порядке:

$$R_{B2} \approx \frac{U_{E1} + U_{BE,1}}{I_Q} \approx \frac{0{,}5U_V - 0{,}65\ \text{В}}{I_Q},$$

$$R_{B0} \simeq \frac{U_{RC1} + U_{CE,K} - U_{BE,K}}{I_Q} \simeq \frac{U_{CE,K}}{I_Q}, \qquad (9.2.15)$$

$$R_1 = \frac{U_V}{I_Q} - R_{B2} - R_{B0},$$

где $U_{CE.K}$ и $U_{BE.K}$ соответственно напряжения переходов коллектор – эмиттер и база – эмиттер транзистора *TK.* По переменному току база транзистора заземляется через C_B.

Дифференциальный входной каскад

Значительно улучшить передаточные свойства усилителя позволяет входной дифференциальный каскад на двух транзисторах. Существенное достоинство каскада состоит в том, что в нем нет сдвига по постоянному напряжению U_{BE1} между выходом A и входом E_+, что теоретически позволяет делать усилители с непосредственной связью между всеми каскадами.

Однако в реальных усилителях всегда существует некоторый (порядка милливольт) дрейф постоянного напряжения ΔU_E, требующий усиления по постоянному току $v_0 \simeq 1$. Что же касается емкостей связи на входах C_E и C_A, то в них нужда отпадает полностью. Повышение качества звукопередачи достигается благодаря почти 20-кратному увеличению динамического диапазона по входу u_e в малосигнальном режиме. Разумеется, у схемы есть и недостаток, который ухудшает показатели быстродействия усилителя (уменьшается максимальная скорость нарастания сигнала). Он состоит в том, что общая обратная связь усилителя не может одновременно служить местной управляемой током ОС по напряжению для транзистора T_1.

9.2.4. Пример реализации схемы предварительного усилителя

На рис. 9.2.4 приведена схема реального предварительного усилителя [9.11]. Цепь обратной связи, охватывающая весь усилитель R_{423}, R_{455}, R_{425}, R_{427}, R_{439}, C_{405}, C_{407}, C_{409}, придает ему свойства корректора частотной характеристики в проигрывателе грампластинок (гл. 10). Усилитель содержит входной каскад, выполненный по диффе-

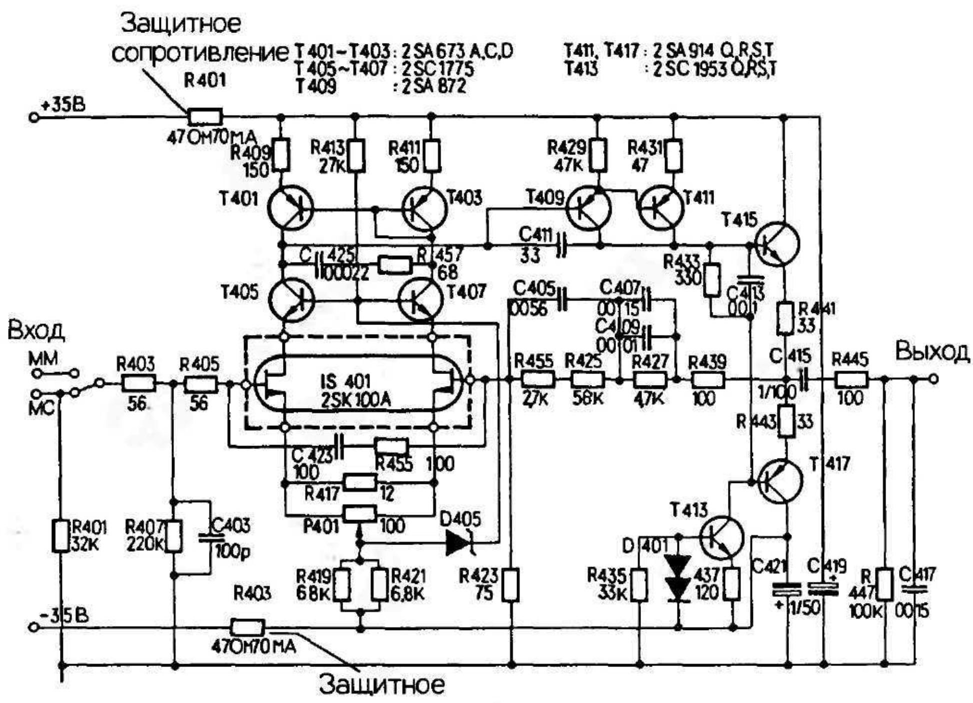


Рис. 9.2.4. Принципиальная электрическая схема предварительного усилителя-корректора на транзисторах [9.11].

ренциальной каскодной схеме на двух транзисторах (большой ток покоя $I_D = 10$ мА, низкий уровень входного шума e_n^2 и большая максимально допустимая скорость нарастания сигнала). Каскад собран на транзисторах T_{405}, T_{407}. Потенциал покоя регулируется стабилизирующим диодом D_{405} (диод Зенера в токовом зеркале T_{401} и T_{403}). Эмиттерный повторитель на транзисторе T_{409} является усилителем напряжения для входного каскада, транзисторы T_{411} и T_{413}, включенные по схеме с общим эмиттером, служат источником тока нагрузки.

Пара взаимно дополняющих друг друга транзисторов T_{415} и T_{417}, включенных по схеме с общим эмиттером, образует выходной каскад. Потенциал покоя регулируется током $I_{C,T413} \simeq 0{,}65$ В/120 Ом = 5 мА, $\Delta U_B = I_{C,T413} \cdot R_{433} = 1{,}8$ В, $I_0 \cdot (R_{441} + R_{443}) \simeq \Delta U_B - 2U_{BE}$, т.е. $I_0 \simeq 10$ мА). Элементы R_{455} — C_{423}, R_{403} и R_{405} на входе, а также R_{457} — C_{425} и C_{411} служат для защиты от самовозбуждения. Все каскады усилителя до выходного конденсатора C_{415} связаны между собой непосредственно, потенциометр P_{401} служит регулятором симметрии тока на выходе.

9.3. Инвертирующий усилитель

Типовая схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 9.3.1. В него входит однокаскадный усилитель по схеме с общим эмиттером и эмиттерный повторитель на выходе. По такой схеме реализуются преимущественно **усилители-сумматоры**, поскольку кажущаяся земля ($|\underline{Z}_3| \gg 1$) на входе T_1 не оказывает практически никакого влияния на источники сигналов u_{ei}. Переходное затухание V^* между источниками составляет приблизительно

$$U^* \simeq 20\lg\left(\frac{R_{QB}}{R_1}\cdot\frac{|\underline{Z}_e|}{R_1}\right) \text{ (дБ)}, \qquad (9.3.1)$$

где R_{QB} – **внутреннее** сопротивление источника B.

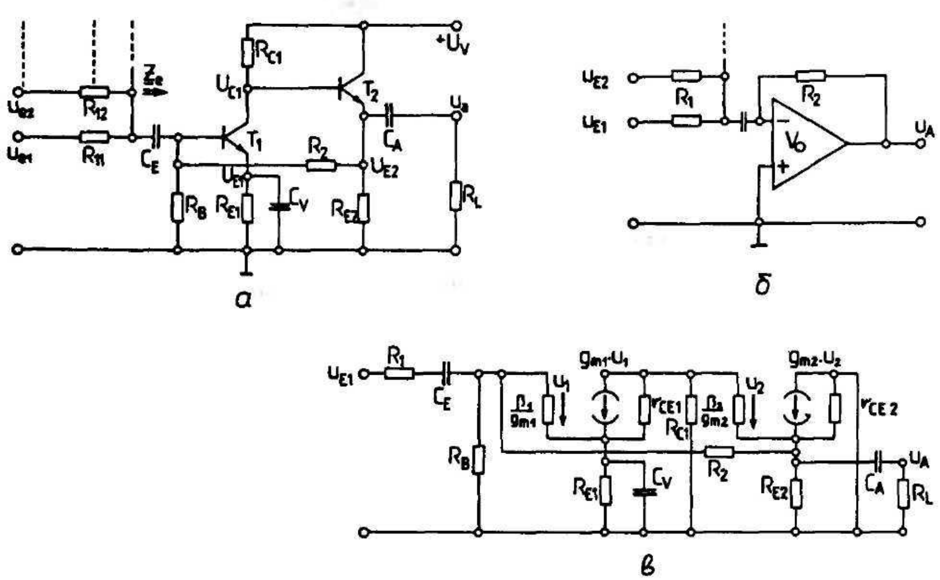


Рис. 9.3.1. Основная схема инвертирующего сумматора *(а),* такого же сумматора на ОУ(б), малосигнальная эквивалентная схема для низких и средних частот *(в).*

Усиление напряжения в режиме холостого хода

Коэффициент усиления напряжения в режиме холостого хода v_0 ($R_2 = \infty$) на средних частотах рассчитывается по формуле

$$v_0 \approx g_{m1} \cdot (R_{C1} // r_{CE1}). \qquad (9.3.2)$$

Он меньше, чем у двух описанных выше усилителей. На низких частотах сказываются емкости C_E и C_A, образующие фильтры ВЧ 1-го порядка, а на всю частотную характеристику $\underline{V}_0\,(p)$ влияние оказывают C_V, g_{m1} и R_{E1}. Уравнение частотно-зависимой передаточной функции усилителя $\underline{V}_0(p)$ в режиме холостого хода имеет вид

$$\underline{V}_0(p) \simeq \frac{g_{m1}(R_{C1} // r_{CE1})(1 + p\tau_1)}{(1 + g_{m1} R_{C1})(1 + p\tau_2)},$$
$$\tau_1 = R_{E1} C_V, \quad \tau_2 = \frac{\tau_1}{1 + g_{m1} R_{E1}} \simeq \frac{C_V}{g_{m1}}, \quad f_{uV} \simeq \frac{g_{m1}}{2\pi C_V}. \qquad (9.3.3)$$

Верхняя граничная частота

Высокочастотные свойства усилителя в основном определяются эквивалентными параметрами каскада на T_1, поскольку T_2 работает в режиме эмиттерного повторителя, и его верхняя граничная частота примерно равна частоте единичного усиления ($f_0 \sim f_T$). Граничная частота полосы пропускания на уровне – 3 дБ в режиме холостого хода f_1 и частота единичного усилителя f_T рассчитываются по формулам:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R_1 + r_{B1})(C_{BE1} + g_{m1} R_{C1} C_{CB1})},$$
$$f_T = \frac{1}{2\pi(R_1 + r_{B1}) C_{CB1}}. \qquad (9.3.4)$$

Выбор рабочей точки

Рабочая точка по постоянному току определяется из уравнений

$$I_{C2} = \frac{U_V - U_{E2}}{R_{E2}},$$
$$I_{C1} \simeq \frac{U_V - U_{BE2} - U_{E2}}{R_{C1}} = \frac{U_{E2} \cdot R_B/(R_B + R_2) - U_{BE1}}{R_{E1}},$$
$$R_{E2} = \frac{U_V - U_{E2}}{I_{C2}}, \quad R_{E1} = \frac{U_{E2} \cdot V_T - U_{BE1}}{I_{C1}}, \qquad (9.3.5)$$
$$R_{C1} \simeq \frac{U_V - U_{BE2} - U_{E2}}{I_{C1}}.$$

9.4. Предварительный усилитель электромагнитного звукоснимателя с подвижной катушкой

Такие звукосниматели представляют собой источники сигналов с очень низким внутренним сопротивлением (R_Gx 2... 5 Ом) и уровнем сигнала в пределах 10... 15 мкВ. Спектральная плотность собственного шума звукоснимателя при $R_G = 2{,}5$ Ом составляет примерно $e_G = 0{,}2 \cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$, что относительно уровня

входного сигнала 140 мкВ составляет 74,5 дБ (отношение сигнал/шум) без учета коррекции по кривой RIAA. Для подключения звукоснимателя к обычному усилителю-корректору (R_L = 47 кОм, чувствительность входа около 5 мВ) необходим либо трансформатор, либо вынесенный первый усилительный каскад с коэффициентом усиления $v_u = 50$ и спектральной плотностью шума $e_n \leqslant 0{,}5 \cdot 10^{-9}$ БД/Гц. Этому требованию входных каскадов могут удовлетворить биполярные транзисторы с сопротивлением в цепи базы $r_B \leqslant 10$ Ом (ВЧ-транзисторы), низким сопротивлением в цепи эмиттера и большим коллекторным током ($I_C \geqslant 10$ мА). Поскольку уровень сигнала от звукоснимателей небольшой, то и нелинейные искажения входных каскадов даже относительно простых усилителей тоже невелики ($\leqslant 0{,}1\%$).

9.4.1. Предварительный усилитель на транзисторах

Схема предварительного усилителя для звукоснимателей на транзисторе BFW16A ($e_n = 0{,}35 \cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$) приведена на рис. 9.4.1, а. Отношение С/Ш транзистора T_1 в этой схеме около 69 дБ; применяя специальные транзисторы с $r_B \approx 1$ Ом, можно

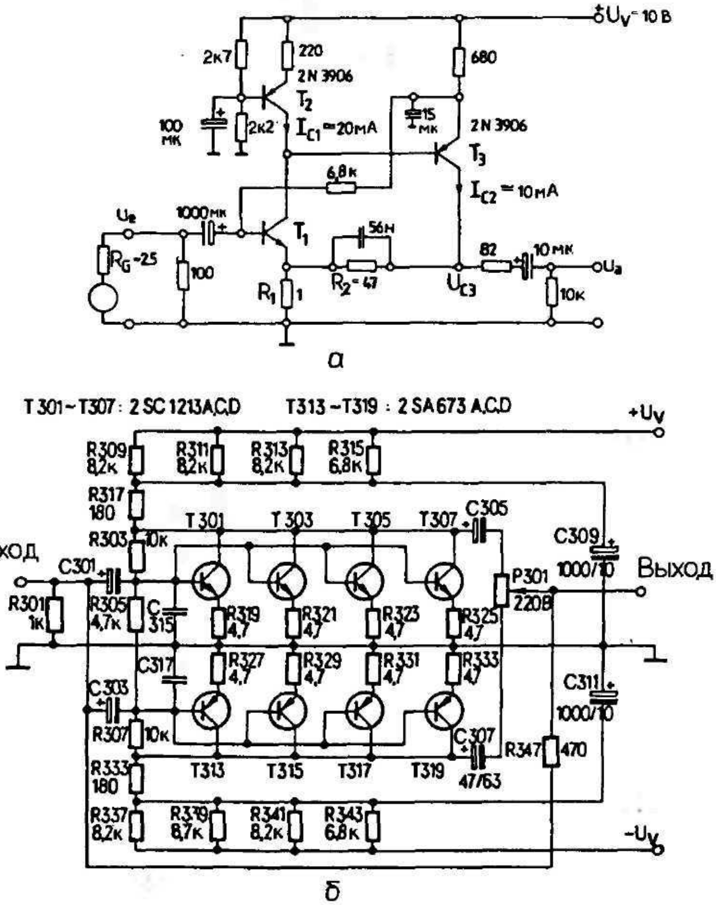


Рис. 9.4.1. Вынесенный предварительный усилитель магнитного звукоснимателя с подвижной катушкой *(а)* [9.9]. Эмиттерный повторитель с параллельно включенными транзисторами (о) [9.11].

повысить отношение С/Ш до 71 дБ. Транзистор T_2 работает как источник постоянного тока. Ток покоя рассчитывается по формуле

$$\frac{I_{C1}}{\text{мА}} = \frac{1}{0{,}22\ \text{кОм}}\left(10\ \text{В}\frac{2700\ \text{Ом}}{2700\ \text{Ом} + 220\ \text{Ом}} - 0{,}65\ \text{В}\right). \tag{9.4.1}$$

Рабочая точка стабилизируется цепочкой обратной связи на сопротивлении 6,8 кОм. По полезному сигналу цепь ОС зашунтирована емкостью 15 мкФ; транзисторы T_1 и T_3 образуют каскад с общим эмиттером. Коэффициент усиления напряжения сигнала $v_u = 50$. его можно регулировать с помощью R_1 и R_2 в цепи ОС, причем R_2 одновременно является коллекторным сопротивлением транзистора T_3. Напряжение сигнала на выходе рассчитывается по формуле

$$U_{C3} = R_2 I_{C3} + R_1(I_{C1} + I_{C3}) \approx R_2 I_{C3}. \tag{9.4.2}$$

9.4.2. Схема на двух параллельных транзисторах

На рис. 9.4.1, *б* показана схема усилителя для магнитного звукоснимателя с подвижной катушкой, реализованная на 4 парах параллельно включенных транзисторов. Основное достоинство такого усилителя состоит в пониженной спектральной плотности входного шума e_n^2. Эмиттерные сопротивления R_E по 4,7 Ом включены для равномерного распределения токов при разбросе напряжений в цепях база–эмиттер. Вся схема работает как однокаскадный инвертор с обратной связью и коэффициентом усиления

$$v_u < \frac{-R_{347}}{R_G}, \tag{9.4.3}$$

где R_G – внутреннее сопротивление источника сигнала. Коэффициент усиления в режиме холостого хода составляет примерно

$$v_0 = \frac{R_L}{1/4(R_E + 1/g_m)} \leqslant \frac{4R_{317}}{R_E} = 150. \tag{9.4.4}$$

9.5. Схемы на операционных усилителях

Типовые схемы предварительного каскада на операционном усилителе показаны на рис. 9.5.1, *а* и 9.5.1, *б*. Благодаря конденсаторам, предназначенным для блокировки постоянной составляющей тока (смещение, регулировка рабочей точки), схема приобретает свойства фильтра ВЧ высшего порядка с граничными частотами (см. рис. 9.5.1, в, *г)*

$$f_E = \frac{1}{2\pi R_E C_E}, \quad f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \quad f_A = \frac{1}{2\pi R_L C_A}. \tag{9.5.1}$$

Сопротивления R_B предназначены для разряда конденсаторов C_E и C_1. Конденсаторы C_E, C_1 и C_A – разделительные для постоянного тока источника сигнала и нагрузки. Более подробно свойства операционных усилителей рассмотрены в гл. 7.

Для обеспечения симметрии напряжения питания $+U_V$ потенциал покоя по постоянному току соответствует потенциалу земли, при несимметричном напряжении питания потенциал покоя равен $U_B/2$. Это достигается с помощью сопротивления R_E, максимальная величина которого определяется по входному току покоя I_E и току

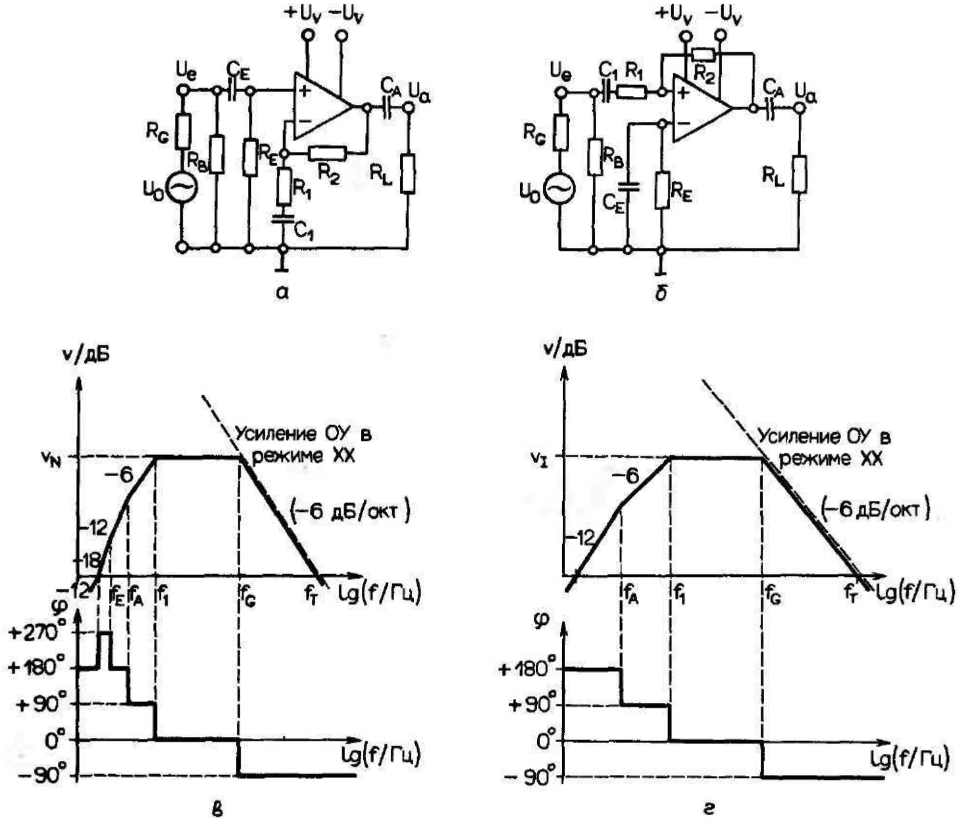


Рис. 9.5.1. Схема частотно-линейного предварительного усилителя на ОУ. Неинвертирующий усилитель *(а)*, инвертор (б), диаграмма **Боде** для АЧХ и ФЧХ(в, г).

смещения ΔI_E из условия

$$R_E I_E < \Delta U_E \text{ или } R_2 I_E < \Delta U_E, \qquad (9.5.2)$$

где ΔU_E – **предельная** величина дополнительного напряжения смещения на входе, например, $\Delta U_E \leqslant 20$ мВ. Под влиянием C_1 коэффициент усиления по постоянному напряжению $v_0' = 1$, так что потенциал покоя на выходе стабилен и равен напряжению смещения на входе.

В связи с тем что постоянный ток на входе усилителя обычно мал, то конденсатор C_E и резистор R_B оказываются ненужными, в частности, когда усилитель работает с низкоомным источником сигнала. Кроме того, при малых напряжениях смещения излишен и конденсатор C_A. Часто эти усилители строятся по схеме с непосредственной связью между каскадами, у которых коррекция напряжения смещения достигается тем, что интегрированный на выходе сигнал (фильтр НЧ с граничной частотой f_a) вычитается из входного сигнала [9.12]. В отношении полезного сигнала такая схема ведет себя как фильтр ВЧ с граничной **частотой** f_G, определяемой емкостью связи.

9.6. Предварительный усилитель для электродинамических микрофонов

9.6.1. Несимметричная схема

Принципиальная схема предварительного усилителя для электродинамических микрофонов с внутренним сопротивлением R_G= 200 Ом приведена на рис. 9.6.1. Коэффициент усиления схемы v' = 100. Фильтр НЧ 2-го порядка на входе (L = 10 мкГн, С = 330 пФ) ослабляет иаводки. Добавочное сопротивление на выходе (R_S= 100—470 Ом) служит для подавления самовозбуждений, которые могут возникнуть при емкостной нагрузке. Входным сопротивлением r_E (~2 кОм) служит резистор R_E= 2,2 кОм. Сопротивление $R_B > R_E$ отводит остаточные токи конденсатора при разомкнутом входе. Емкость C_E = 6,8 мкФ определяет нижнюю граничную частоту f_E = 10 Гц. Выбранное условие $R_E < R_B$, хотя и требует большей емкости конденсатора C_E, но оно благоприятнее по шуму на нижних частотах и по напряжению смещения, чем выбор $R_E > R_B$. Эти же соображения положены в основу выбора элементов цепи обратной связи.

Эквивалентная плотность напряжения шума на входе, когда внутреннее сопротивление источника сигнала меньше оптимального ($R_G < R_{Gopt}$), составляет

$$u^2_{экв}(f) \simeq e_n^2 + 4kTR_T,$$
$$R_T = R_G + (R_1 // R_2) \simeq R_G + R_1, \qquad (9.6.1)$$

где e_n – плотность напряжения шума усилителя.

Такая реализация схемы требует низкоомного R_1. Расчеты показывают, что для малошумящего операционного усилителя с $e_n = 4 \cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$ при допустимом увеличении шума на R_T (F^* = 1 дБ) величина R_1 должна быть не более 245 Ом. Если внутреннее сопротивление источника R_G= 200 Ом, то на цепь обратной связи остается $R_1 = R_T - R_G$= 45 Ом. При этом тепловой шум R_G составляет −131,8 дБ, а шум усилителя при e_n = 4 10^{-9} В/$\sqrt{\text{Гц}}$ достигает —125 дБ, т.е. минимальное увеличение шума в этих условиях равно 6,8 дБ.

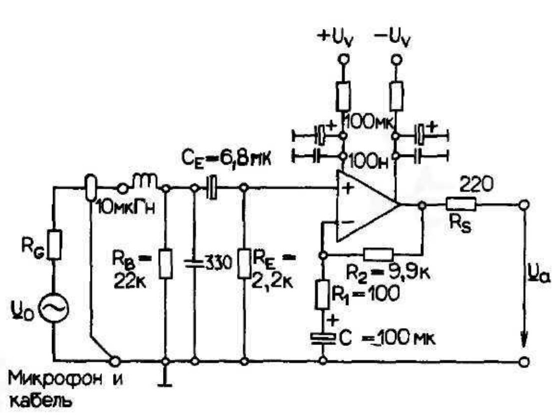


Рис. 9.6.1. Предварительный усилитель сигналов **от низкоомных источников** (электродинамических микрофонов).

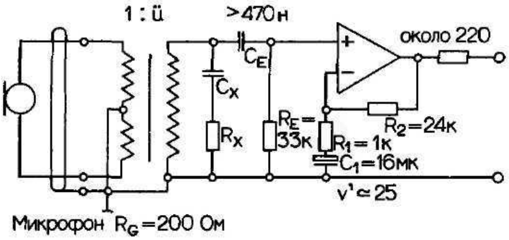


Рис. 9.6.2. Микрофонный усилитель с входным трансформатором (1:й = = 1:4).

9.6.2. Микрофонный усилитель с входным трансформатором

В гл. 4 показано, что трансформатор на входе микрофонного усилителя позволяет увеличить отношение С/Ш. Такое решение дает еще одно преимущество, состоящее в снижении уровня паразитных синфазных составляющих. Разумеется, схеме присущи и недостатки: входной трансформатор создает дополнительные нелинейные искажения (в особенности на нижних частотах) и ограничивает сверху полосу передаваемых частот.

Типичная схема микрофонного усилителя с трансформатором на входе показана на рис. 9.6.2. Коэффициент трансформации $1:u = 1:4$. Внутреннее сопротивление первичной обмотки $R_G = 200$ Ом после трансформации составляет $R'_G = \ddot{u}^2 R_G = 3{,}2$ кОм.

Для того чтобы деление напряжения на $R'_G/(R'_G + R_E)$ было возможно меньшим, сопротивление R_E выбирается из условия $R_E \geqslant 10R_G$. Конденсатор C_E (по расчету) должен иметь емкость 470 нФ, чтобы нижняя граничная частота была $f_E = 10$ Гц. Цепочка $R_x C_x$ служит для линеаризации частотной характеристики в области верхних частот. Поскольку внутреннее сопротивление источника R'_G достаточно большое, то и цепочка ОС на R_1 должна быть высокоомной. Практически сопротивление R_1 выбирается из условия $R_1 \leqslant 0{,}3R'_G$.

Если пренебречь активным сопротивлением обмоток трансформатора, то формула для расчета шума, приведенного ко входу усилителя, приобретает вид

$$U_{экв} = \frac{1}{\ddot{u}}\sqrt{[e_n^2 + 4kT\cdot(R'_G + R_1) + i_n^2\cdot(R'^2_G + R_1^2)]\cdot B}. \qquad (9.6.2)$$

При $e_n = 4\cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$ эквивалентный уровень шума $U_{экв} = -129{,}6$ дБ, при $e_n = 18\cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$ имеем $U_{экв} = -123{,}1$ дБ, что четко свидетельствует в пользу входного трансформатора по сравнению со случаем непосредственного подключения на вход низкоомного источника сигнала.

9.6.3. Симметричный предварительный усилитель с дифференциальным входным каскадом

На рис. 9.6.3 приведена принципиальная схема предварительного усилителя с симметричным относительно земли бестрансформаторным сдвоенным высокоомным входом. С достаточной степенью приближения можно считать, что последовательно к источнику сигнала подключаются только R_1 и источники шума двух входов.

Для идеального усилителя (и при С, → со) справедливы следующие уравнения:

$$\underline{U}_{a1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\underline{U}_p - \frac{R_2}{R_1}\cdot\underline{U}_n + \underline{U}_g, \quad \underline{U}_{a2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\underline{U}_n - \frac{R_2}{R_1}\cdot\underline{U}_p + \underline{U}_g,$$

$$\underline{U}_a = \underline{U}_{a1} - \underline{U}_{a2} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)\cdot\underline{U}_e = v_d\cdot\underline{U}_e. \qquad (9.6.3)$$

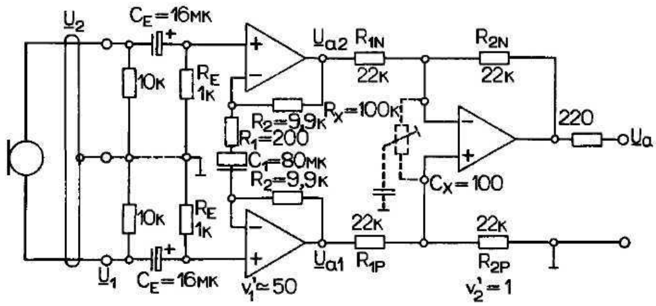


Рис. 9.6.3. Симметричный микрофонный усилитель, реализованный с использованием прецизионного дифференциального каскада ("Instrumentation Amplifier").

Видно, что входные напряжения $\underline{U}_1$ и $\underline{U}_2$ состоят из постоянных составляющих $\underline{U}_g$ и переменных составляющих $\underline{U}_e$ напряжения сигнала:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_g + \underline{U}_p, \quad \underline{U}_2 = \underline{U}_g + \underline{U}_n, \quad \underline{U}_e = \underline{U}_p - \underline{U}_n. \tag{9.6.4}$$

Два неинвертируемых каскада образуют усилитель с большим коэффициентом дифференциального усиления $v_d = 1 + (2R_2/R_1)$, но с малым коэффициентом усиления синфазных составляющих $v_g = 1$. В реальных усилителях добавляется составляющая $v_g \cdot \underline{U}_g$, которая обусловлена конечным значением коэффициента синфазного усиления v_g. Максимальная величина синфазного входного напряжения $\underline{U}_g$ ограничивается динамическим диапазоном входного ОУ. Большой коэффициент усиления сигнала $v_d \gg v_g$ улучшает в следующем вычитающем каскаде отношение полезного сигнала к синфазным составляющим. Разброс номиналов R_1, С, и R_2 вызывает изменения дифференциального усиления, но не ухудшает эффект подавления синфазных составляющих.

Третий ОУ представляет собой вычитающий каскад. Разброс номиналов резисторов $R_{1n}, R_{1p}, R_{2n}, R_{2p}$ в этом каскаде сказывается на глубине подавления синфазных составляющих. Здесь операционному усилителю отдается предпочтение не потому, что он меньше «шумит», а вследствие лучшего подавления синфазных составляющих сигнала, что обусловливает общее повышение качества звукопередачи. Показанная на схеме пунктиром цепочка $R_x - C_x$ позволяет усилить эффект подавления синфазных составляющих на верхних частотах.

10. Усилители-корректоры АЧХ

Усилители-корректоры служат для формирования частотной характеристики систем звукопередачи по заданному закону при одновременном усилении передаваемого сигнала. Частотная зависимость свойств передачи сигнала может быть физически обусловленным признаком данного устройства, например в аппаратуре магнитной звукозаписи, или придаваться им искусственно (при разработке всевозможных корректирующих устройств для радиоприемников, проигрывателей грампластинок и т. д.).

Передаточная функция корректоров $\underline{H}(p)$ в системах звукопередачи обычно имеет крутизну не более +6 дБ/окт. Как правило, передаточная функция состоит из нескольких функций 1-го порядка (полюсы и нули корней функции $p_{0i} = -1/\tau_{0i}$, $p_{\infty i} = -1/\tau_{\infty i}$ располагаются только на оси отрицательных реальных значений).

Частотные характеристики требуемой формы, вообще говоря, могут быть сформированы с помощью неинвертирующих и инвертирующих усилителей с ОС на *RC*-элементах или пассивных корректирующих *RC*-звеньев (рис. 10.0.1).

При расчете корректоров исходят из предположения о том, что усилитель идеален, т. е. справедливы следующие уравнения:

$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad \text{-пассивный корректор,}$$

$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \underline{V}_N \quad \text{-неинвертирующий корректор,} \qquad (10.0.1)$$

$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \underline{V}_I \quad \text{-инвертирующий корректор.}$$

Поскольку в реальных усилителях паразитное петлевое усиление $\underline{V}_s$ меньше усиления, вызванного разбросом номиналов элементов, то при точных расчетах следует учитывать только влияние коэффициента усиления $\underline{V}_d$, который имеет конечную величину и зависит от частоты. Для этого в основу расчета достаточно положить однополюсную модель усилителя. (Заметим, однако, что допущение о постоянстве усиления в режиме ХХ $\underline{V}_d = v_0$ само по себе недостаточно, так как возможны встречно

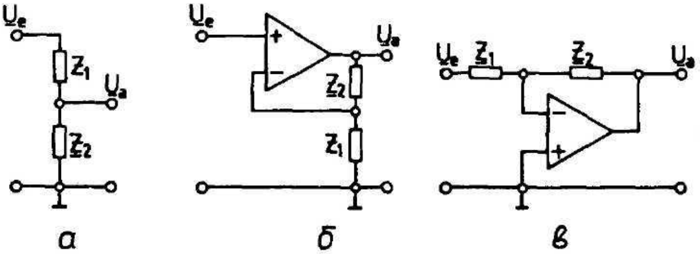


Рис. 10.0.1. Схемы пассивного корректора (*а*), **неинвертирующего** активного корректора (б), инвертирующего активного корректора (в).

направленные отклонения частотной характеристики, зависящие от v_0 и частоты единичного усиления $f_т$):

$$\underline{H}(p) = \underline{V}_N \cdot \frac{1}{1 + \underline{V}_N/\underline{V}_d} \text{ — неинвертирующий корректор,}$$

$$\underline{H}(p) = \underline{V}_I \cdot \frac{1}{1 + \underline{V}_N/\underline{V}_d} \text{ — инвертирующий корректор,} \quad (10.0.2)$$

$$\underline{V}_d = \frac{v_0}{1 + p/\omega_0} \text{ — усиление в режиме ХХ,}$$

$$Ys = \underline{V}_d/\underline{V}_N \text{ — петлевое усиление.}$$

Для того чтобы отклонения частотной характеристики от расчетной не превышали 0,1 дБ, разброс номиналов элементов схемы должен быть не больше 1%, а петлевое усиление $v_s \geqslant 100$ (40 дБ).

10.1. Расчет частотной характеристики и составление схемы

10.1.1. Диаграмма Боде

Диаграмма Боде—это приближенный график зависимости модуля $|H(f)|$и фазы φ (/) передаточной функции от частоты $\underline{H}(f)$. Математическое выражение диаграммы Боде можно получить из передаточной функции $\underline{H}(p)$ путем подстановки $p = j\omega = j2\pi f$.

Посмотрим, что происходит с диаграммой при увеличении частоты:

- «граничная частота» f_i в знаменателе (полюс): усиление падает с крутизной 6дБ/окт, скачок фазы на —90°;
- «граничная частота» f_i в числителе (нуль): усиление нарастает с крутизной 6 дБ/окт, скачок фазы на +90°.

Взаимозависимость между постоянной времени τ_i и граничной частотой f_i выражается формулами

$$f_i = \frac{1}{2\pi\tau_i}, \quad \omega_i = \frac{1}{\tau_i},$$
$$\frac{f_i}{\text{кГц}} = \frac{159}{\tau_i/\text{мкс}}. \quad (10.1.1)$$

На рис. 10.1.1 в качестве примера приведена диаграмма Боде для передаточной функции

$$\underline{H}(p) = H_0\frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1},$$
$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_2}. \quad (10.1.2)$$

Произведя подстановку $p = j2\pi f$, получаем саму функцию $\underline{H}(f)$и ее модуль:

$$\underline{H}(f) = H_0\frac{1 + j2\pi f\tau_2}{1 + j2\pi f\tau_1} = H_0\frac{1 + j(f/f_2)}{1 + j(f/f_1)}, \quad |H(f)| = H_0\sqrt{\frac{1 + (f/f_2)^2}{1 + (f/f_1)^2}}. \quad (10.1.3)$$

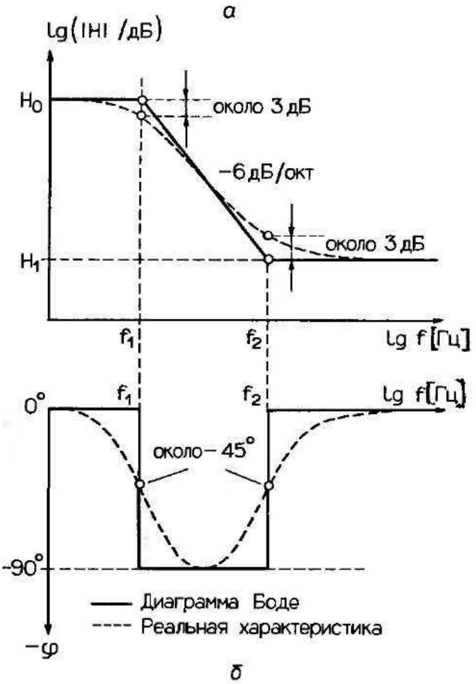


Рис. 10.1.1. Диаграмма Боде для модуля (о) и аргумента (б) передаточной функции корректора согласно уравнению 10.1.2.

Диаграмма Боде для модуля $H(f)$ получена при следующих упрощающих предпосылках:

- для области нижних частот $f<f_1$ отношения $f_2:(f/f_1)^2$ и $(f/f_1)^2$ много меньше единицы, т.е. $H(f)=H_0$;
- для области средних частот $f_1 \leqslant f \leqslant f_2$ член $(f/f_1)^2$ в знаменателе больше, член $(f/f_2)^2$ в числителе меньше единицы. На частотах выше f_1 усиление падает с крутизной 6 дБ/окт (→ 20 дБ/дек)

$$H(f)=H_0\sqrt{\frac{1}{(f/f_1)^2}}=H_0\frac{f_1}{f};$$

- на верхних частотах $(f \geqslant f_1, f_2)$ отношение $(f/f_1)^2$ в числителе и знаменателе преобладает и соответственно $(f/f_2)^2 \gg 1$. На частотах выше f_2 усиление не изменяется и в f_1/f_2 раз меньше, чем H_0

$$H(f)=H_0\sqrt{\frac{(f/f_2)^2}{(f/f_1)^2}}=H_0\frac{f_1}{f_2}=H_1.$$

10.1.2. Реализуемость корректирующих *RC*-цепей

Критерии реализуемости заданной передаточной функции *H_(p)* с использованием *RC*-цепей с дискретными импедансами Z_i дает теория линейных цепей [10.17]. Согласно этой теории, функция Z_i реализуема, если ее полюсы и нули $p_{\infty i}$ и p_{0j}, чередуясь, располагаются на оси отрицательных значений *p,* причем начальным должен быть полюс (на бесконечно большой частоте полюса отсутствуют).

Если эти условия удовлетворены, то при известном τ_i можно рассчитать импедансы элементов R_i и C_i по формуле для $\underline{Z}_i$:

$$\underline{Z}_i(p) = R_0 \frac{(1 + p\tau_0)(1 + p\tau_2)\cdot ...}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_3)\cdot ...} \qquad (10.1.4)$$

В теории цепей существуют способы разложения функции $\underline{Z}_i$ в ряд по элементам последовательных или параллельных звеньев $R-C$. Мы же в последующих главах для расчета элементов пепей обратной связи и коррекции будем пользоваться методами, более близкими к практическим задачам.

10.1.3. Структура корректирующих цепей

Для определения структуры цепи ОС, состоящей из элементов Z_1, Z_2, мы опять будем предполагать, что имеем дело с идеальным усилителем. Из этого предположения вытекают следующие конкретные условия:

- для того чтобы частотная функция H была равномерной, импедансы Z_1 и Z_2 должны быть чисто активными;
- для того чтобы с ростом частоты функция спадала, импеданс Z_2 должен быть емкостным в параллельной цепи;
- для того чтобы с ростом частоты функция нарастала, емкость должна быть включена параллельно Z_1;
- для того чтобы функция спадала в сторону низких частот, конденсатор должен быть подключен последовательно к $\underline{Z}_1$.

Структуры корректирующих цепей, позволяющих реализовать характеристику согласно рис. 10.1.1, показаны на рис. 10.1.2, *а*. Компоновку цепи удобно начинать с тех элементов, которые определяют равномерную часть характеристики в области нижних частот. Равномерность характеристики (постоянство коэффициента передачи H) на частотах $f < f_1$ достигается благодаря тому, что оба импеданса в цепи чисто активны (рис. 10.1.2, *б*). Далее следует область частот $f > f_1$, где коэффициент усиления падает с частотой по закону 6 дБ/окт. Спад достигается благодаря конденсатору C_2, включенному параллельно Z_2 (рис. 10.1.2, *в*), т.е. когда $Z_2 = 1/pC_2$. Постоянство коэффициента усиления в области частот выше f_2 достигается благодаря активному характеру импеданса. При этом спад исключается благодаря тому, что последовательно с конденсатором C_2 включено активное сопротивление R_3 (рис. 10.1.2, г). Такой же результат дает структура, в которой сопротивление R_3 включается последовательно к цепи R_2-C_2 (рис. 10.1.2, *д*).

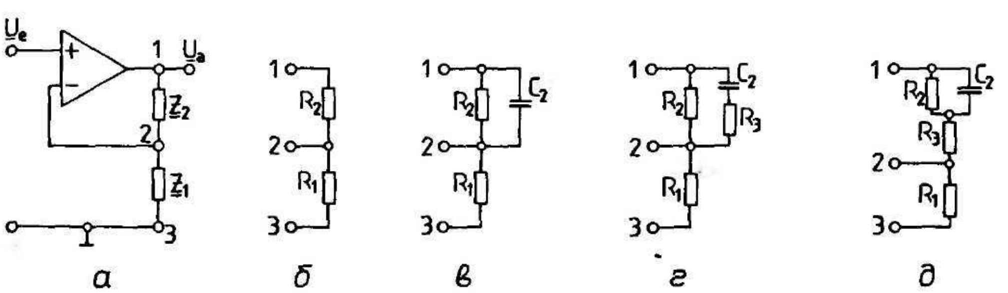


Рис. 10.1.2. Неинвертирующий корректор (*а*), развитие цепи обратной связи (*б–г*). Цепь (*д*) эквивалентна (г).

10.1.4. Расчет элементов корректирующих цепей

Для расчета элементов корректирующей цепи составляется (математически) ее передаточная функция и затем методом сравнения определяются коэффициенты, удовлетворяющие заданной функции. Оставшуюся степень свободы используют для произвольного выбора какого-либо элемента, определяющего общий импедансный уровень создаваемой корректирующей цепи.

Цепь на рис. 10.1.2, г

Передаточная функция идеального усилителя $H(p)$ с корректирующей цепочкой на импедансах $\underline{Z}_1$ и $\underline{Z}_2$ имеет вид

$$\underline{Z}_1 = R_1, \quad \underline{Z}_2 = R_2 \| \left(R_3 + \frac{1}{pC_2}\right) = \frac{R_2(pC_2R_3 + 1)}{pC_2(R_2 + R_3) + 1},$$
$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + pC_2(R_3 + R_1 \| R_2)}{1 + pC_2(R_2 + R_3)} = H_0 \frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1}. \quad (10.1.5)$$

Величины H_0, τ_1 и τ_2 задаются заранее, исходя из желаемой характеристики коррекции, например, $H_0 = 100$, $\tau_1 = 3180$ мкс, $\tau_2 = 70$ мкс. Сравнение коэффициентов дает три уравнения для расчета элементов R_1, R_2, R_3, C_2:

$$(R_1 + R_2)/R_1 = H_0 = 100,$$
$$C_2(R_3 + R_1 \| R_2) = \tau_2 = 70 \cdot 10^{-6} \text{ с}, \quad (10.1.6)$$
$$C_2(R_3 + R_2) = \tau_1 = 3180 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Например, если задано $R_1 = 220$ Ом, то тогда

$$R_2 = R_1(H_0 - 1) = 99R_1 = 21{,}78 \text{ кОм},$$
$$C_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_2^2}(\tau_1 - \tau_2) = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{H_0}{H_0 - 1}(\tau_1 - \tau_2) = \frac{3 \cdot 1414 \cdot 10^{-3}}{R_2} = 144{,}2 \text{ нФ}, \quad (10.1.7)$$
$$R_3 = \frac{\tau_1}{C_2} - R_2 = R_2 \frac{\tau_2 - \frac{\tau_1}{H_0}}{\tau_1 - \tau_2} = R_2 \cdot 1{,}2283 \cdot 10^{-2} = 267{,}5 \text{ Ом}.$$

Видно, что постоянные времени τ_i не могут быть реализованы в одной-единственной *RC*-цепи, как иногда указывается в упрощенных справочных материалах.

Схема на рис. 10.1.2,д

Передаточная функция $H(p)$ корректирующей цепи на рис. 10.1.2, *д* имеет вид

$$\underline{Z}_1 = R, \quad \underline{Z}_2 = R_3 + \left(R_2 \| \frac{1}{pC_2}\right) = \frac{R_2 + R_3 + pC_2R_2R_3}{1 + pC_2R_2},$$
$$\underline{H}(p) = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot \frac{1 + pC_2[(R_1 + R_3) \| R_2]}{1 + pC_2R_2} = H_0 \cdot \frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1}, \quad (10.1.8)$$

а сравнение коэффициентов дает

$$(R_1 + R_2 + R_3)/R_1 = H_0,$$
$$C_2[(R_1 + R_3) \| R_2] = \tau_2,$$
$$C_2R_2 = \tau_1.$$

Выбрав $R_1 = 220$ Ом, при $H_0 = 100$, $\tau_1 = 3180$ мкс, $\tau_2 = 70$ **мкс** имеем

$$R_2 = R_1 H_0 \cdot \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_1} = 9{,}780 R_1 = 21{,}516 \text{ кОм},$$

$$C_2 = \frac{\tau_1}{R_2} = \frac{3180 \cdot 10^{-6}}{R_2} = 151{,}1 \text{ нФ}, \qquad (10.1.9)$$

$$R_3 = R_1 \left(H_0 \frac{\tau_2}{\tau_1} - 1 \right) = 1{,}201 R_1 = 264{,}3 \text{ Ом}.$$

Таким образом, полученные величины отличаются от тех, которые были получены для схемы на рис. **10.1.2,** ***г*.** Поскольку $Z_1 - R_1$, то передаточные функции $Z_2(p)$ в обоих случаях должны быть **одинаковыми.** Следовательно, по частотной характеристике, шуму и нагрузочной способности обе корректирующие цепи одинаковы.

10.2. Корректоры на неинвертирующих цепях

Большинство корректоров реализуется именно на неинвертирующих цепях. Их преимущество состоит в том, что они позволяют отделить источник сигнала от усилителя, который поэтому может быть с низкоомным входом и, следовательно, малошумным.

При расчете используются те же уравнения, что и для идеального операционного усилителя при $v_d \to \infty$: сопротивление R_1 выбирается произвольно, величины сопротивлений выражаются в омах, постоянных времени τ_i – в секундах, емкостей С – в фарадах, фазовых углов φ – в радианах. Упрощенные формулы для расчета реальных усилителей (с частотно-зависимым коэффициентом конечной величины) приведены в [10.3, 10.4].

10.2.1. Корректор НЧ с ограниченным спадом ВЧ (рис. 10.2.1)

Без фильтра ВЧ $(C_1 \to \infty)$

Передаточная функция:

$$\underline{H}(p) = H_0 \frac{(1 + \ldots}{(1 + \ldots} \qquad (10.2.1)$$

$\varphi(f) = \mathrm{arctg}\,(f/\ldots$

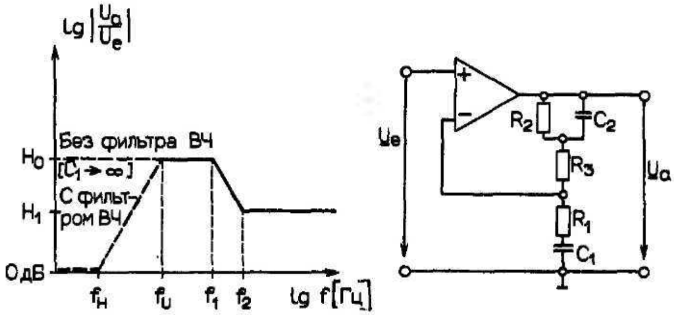


Рис. 10.2.1. для магнитофонов.

Расчет элементов (по заданному R_1):

$$R_1 \Rightarrow R_3 = \left(H_0\frac{\tau_2}{\tau_1} - 1\right)R_1 \Rightarrow R_2 = H_0\left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)R_1 \Rightarrow C_2 = \frac{\tau_1}{R_2}. \qquad (10.2.1a)$$

С фильтром ВЧ

Передаточная функция:

$$\underline{H}(p) = \frac{(1+p\tau_H)(1+p\tau_2)}{(1+p\tau_V)(1+p\tau_1)}; \quad \tau_H = H_0\tau_V, \quad H_1 = H_0 f_1/f_2;$$

$$H(f) = \sqrt{\frac{[1+(H_0 f/f_V)^2][1-(f/f_2)^2]}{[1+(f/f_V)^2][1+(f/f_1)^2]}}; \qquad (10.2.2)$$

$$\varphi(f) = \operatorname{arctg}(H_0 f/f_V) - \operatorname{arctg}(f/f_V) - \operatorname{arctg}(f/f_1) + \operatorname{arctg}(f/f_2).$$

Расчет элементов (по заданному R_1):

$$R_1 \Rightarrow R_3 = \left(H_0\frac{\tau_2}{\tau_1} - 1\right)R_1 \Rightarrow R_2 = H_0\left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)R_1 \Rightarrow C_1 = \frac{\tau_V}{R_1} \Rightarrow C_2 = \frac{\tau_1}{R_2}. \qquad (10.2.2a)$$

Такую характеристику должны иметь усилители записи и воспроизведения в магнитофонах.

10.2.2. Корректор с тремя граничными частотами (рис. 10.2.2)

Без фильтра ВЧ ($C_1 \to$ оо)

Передаточная функция:

$$\underline{H}(p) = H_0\frac{(1+p\tau_3)(1+p\tau_4)}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}; \quad \tau_4 = \frac{\tau_1\tau_2}{H_0\tau_3}, \quad H_1 = H_0\frac{f_1}{f_3};$$

$$H(f) = H_0\sqrt{\frac{[1+(f/f_3)^2][1+(ff_3/H_0 f_1 f_2)^2]}{[1+(f/f_1)^2][1+(f/f_2)^2]}}; \qquad (10.2.3)$$

$$\varphi(f) = -\operatorname{arctg}(f/f_1) + \operatorname{arctg}(f/f_3) - \operatorname{arctg}(f/f_2) + \operatorname{arctg}(ff_3/H_0 f_1 f_2).$$

Расчет элементов (по заданному R_1):

$$R_1 \Rightarrow R_2 = \frac{H_0(\tau_3 - \tau_2) - \tau_1\left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_3}\right)}{\tau_1 - \tau_2}R_1 \Rightarrow R_3 = (H_0 - 1)R_1 - R_2 \Rightarrow C_3 = \frac{\tau_1}{R_3} \Rightarrow C_2 = \frac{\tau_2}{R_2}.$$

С фильтром ВЧ

Передаточная функция:

$$\underline{H}(p) = \frac{(1+p\tau_H)(1+p\tau_3)(1+p\tau_4)}{(1+p\tau_V)(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}; \quad \tau_H = H_0\tau_V, \quad \tau_4 = \frac{\tau_1\tau_2}{H_0\tau_3};$$

$$H(f) = \sqrt{\frac{[1+(H_0 f/f_V)^2][1+(f/f_3)^2][1+(ff_3/H_0 f_1 f_2)^2]}{[1+(f/f_V)^2][1+(f/f_1)^2][1+(f/f_2)^2]}}; \qquad (10.2.4)$$

$$\varphi(f) = \operatorname{arctg}(H_0 f/f_V) - \operatorname{arctg}(f/f_V) - \operatorname{arctg}(f/f_1) + \operatorname{arctg}(f/f_3) - \operatorname{arctg}(f/f_2) + \operatorname{arctg}(ff_3/H_0 f_1 f_2);$$

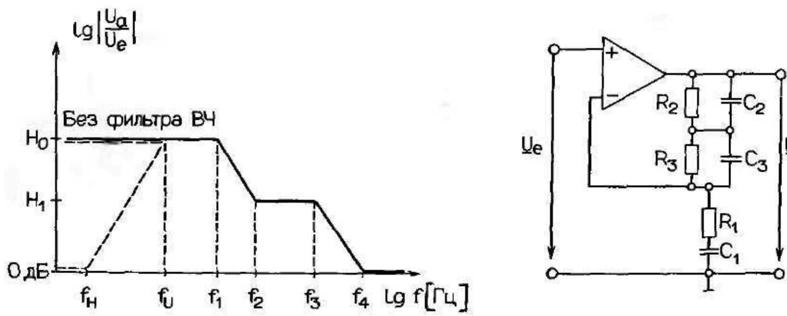


Рис. 10.2.2. **Неинвертирующий** усилитель - корректор для проигрывателей грампластинок.

$$\tau_x = \tau_3 + \tau_4 + (H_0 - 1)\tau_V - \tau_1 - \tau_2 - \tau_y;$$

$$\tau_y = \frac{(H_0\tau_V - \tau_2)(\tau_3 - \tau_2 + \tau_4) + \tau_3\tau_4 - \tau_V\tau_1}{\tau_1 - \tau_2}.$$

Расчет элементов (по заданному R_1):

$$R_1 \Rightarrow C_1 = \frac{\tau_V}{R_1} \Rightarrow R_3 = \frac{\tau_x}{C_1} \Rightarrow R_2 = \frac{\tau_y}{C_1} \Rightarrow C_2 = \frac{\tau_2}{R_2} \Rightarrow C_3 = \frac{\tau_1}{R_3}. \quad (10.2.4a)$$

Такую характеристику имеют преимущественно **усилители-корректоры** проигрывателей грампластинок с магнитным звукоснимателем ("moving magnet", MM). Известны по меньшей мере 10 вариантов схемного решения корректирующей цепи, позволяющих получить такую же характеристику.

10.3. Инвертирующие корректоры

В связи с невозможностью полной развязки от источника сигналов и цепи обратной связи инвертирующие корректоры почти не используются в предварительных усилителях звуковой аппаратуры. Они могут включаться во второй или последующие каскады усиления, где сигналы на низкоомном выходе предварительного (или предшествующего) каскада уже достигают уровня порядка 100 мВ, и поэтому шум высокоомной цепи ОС пренебрежимо мал.

В приводимом ниже расчете элементов схемы корректирующей цепи сопротивление R_1 выбирается произвольно. Формулы справедливы для идеального операционного усилителя, фазовые углы выражены в радианах. Инвертированная частотная характеристика получается благодаря замене Z_1 на Z_2. Формулы для расчета те же, что и выше.

10.3.1. Корректор НЧ с ограниченным спадом ВЧ (рис. 10.3.1)

Без фильтра ВЧ ($C_1 \to \infty$)

Передаточная функция такая же, как (10.2.1):

$$\underline{H}(p) = H_0 \frac{(1 + p\tau_2)}{(1 + p\tau_1)};$$

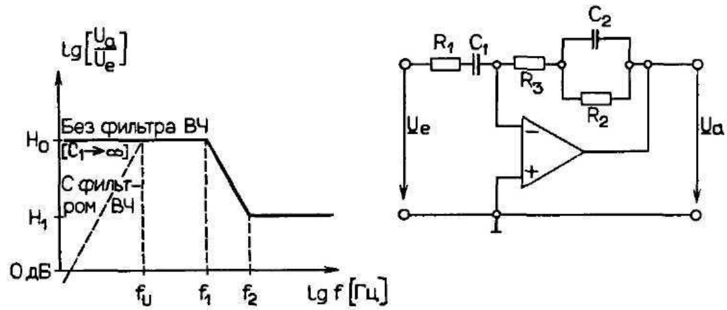


Рис. 10.3.1. Инвертирующий **усилетель-корректор** для магнитофонов

$$H(f) = H_0\sqrt{\frac{1 + (f/f_2)^2}{1 + (f/f_1)^2}};$$ (10.3.1)

$$\varphi(f) = \operatorname{arctg}(f/f_2) - \operatorname{arctg}(f/f_1).$$

Расчет элементов корректирующей цепи (по заданному R_1):

$$R_1 \Rightarrow R_3 = H_0\frac{\tau_2}{\tau_1}R_1 \Rightarrow R_2 = H_0\left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)R_1 \Rightarrow C_2 = \frac{\tau_1}{R_2}.$$

С фильтром ВЧ

Передаточная функция:

$$\underline{H}(p) = H_0\frac{p\tau_V(1 + p\tau_2)}{(1 + p\tau_V)(1 + p\tau_1)};$$

$$H(f) = H_0\frac{f}{f_V}\sqrt{\frac{[1 + (f/f_2)^2]}{[1 + (f/f_V)^2][1 + (f/f_1)^2]}};$$ (10.3.2)

$$\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}(f/f_V) - \operatorname{arctg}(f/f_1) + \operatorname{arctg}(f/f_2).$$

Расчет элементов цепи (по заданному R_1):

$$R_1 \Rightarrow C_1 = \frac{\tau_V}{R_1} \Rightarrow R_3 = H_0\frac{\tau_2}{\tau_1}R_1 \Rightarrow R_2 = H_0\left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)R_1 \Rightarrow C_1 = \frac{\tau_1}{R_2}.$$ (10.3.2a)

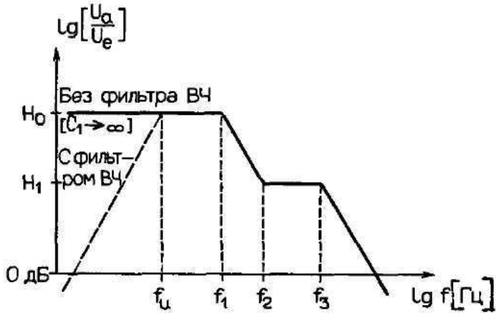
Корректор эквивалентен **неинвертирующему** усилителю-корректору, схема которого приведена на рис. 10.2.1.

10.3.2. Корректор с тремя граничными частотами (рис. 10.3.2)

Без фильтра ВЧ ($C_1 \to$ oo)

Передаточная функция:

$$\underline{H}(p) = H_0\frac{(1 + p\tau_3)}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}; \quad H_1 = H_0\frac{\tau_3}{\tau_1};$$



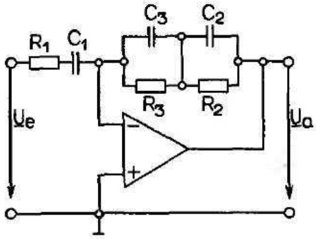


Рис. 10.3.2. Инвертирующий усилитель - корректор для проигрывателей грампластинок.

$$H(f) = H_0\sqrt{\frac{[1+(f/f_3)^2]}{[1+(f/f_1)^2]\,[1+(f/f_2)^2]}}; \qquad (10.3.3)$$

$$\varphi(f) = \operatorname{arctg}(f/f_3) - \operatorname{arctg}(f/f_1) - \operatorname{arctg}(f/f_2).$$

Расчет элементов цепи (по заданному R_1):

$$R_1 \Rightarrow R_3 = \frac{H_0(\tau_1-\tau_3)}{\tau_1-\tau_2}R_1 \Rightarrow R_2 = \frac{H_0(\tau_3-\tau_2)}{\tau_1-\tau_2}R_1 \Rightarrow C_3 = \frac{\tau_1}{R_3} \Rightarrow C_2 = \frac{\tau_2}{R_2}. \qquad (10.3.3a)$$

С фильтром ВЧ

Передаточная функция:

$$\underline{H}(p) = H_0\frac{p\tau_V(1+p\tau_3)}{(1+p\tau_V)(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)};$$

$$H(f) = H_0\frac{f}{f_V}\cdot\sqrt{\frac{[1+(f/f_3)^2]}{[1+(f/f_V)^2]\,[1+(f/f_1)^2]\,[1+(f/f_2)^2]}}; \qquad (10.3.4)$$

$$\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}(f/f_V) - \operatorname{arctg}(f/f_1) + \operatorname{arctg}(f/f_3) - \operatorname{arctg}(f/f_2).$$

$$R_1 \Rightarrow C_1 = \frac{\tau_V}{R_1} \Rightarrow R_3 = \frac{H_0(\tau_1-\tau_3)}{\tau_1-\tau_2}R_1 \Rightarrow C_3 = \frac{\tau_1}{R_3} \Rightarrow R_2 = \frac{H_0(\tau_3-\tau_2)}{\tau_1-\tau_2}R_1 \Rightarrow C_2 = \frac{\tau_2}{R_2}.$$

(10.3.4a)

Частотная характеристика коррекции эквивалентна характеристике схемы на рис. 10.2.2.

10.4. Устройства магнитной записи

Структурная схема устройства магнитной записи приведена на рис. 10.4.1. Если остаточная намагниченность сигналограммы Ф имеет постоянную амплитуду, то при воспроизведении идеальной магнитной головкой ее ЭДС по закону индукции нарастает пропорционально частоте (характеристика «6 дБ/окт»)

$$\underline{U}_0(p) \approx p\Phi, \quad U_0(f) \approx 2\pi f\Phi = \omega\Phi. \qquad (10.4.1)$$

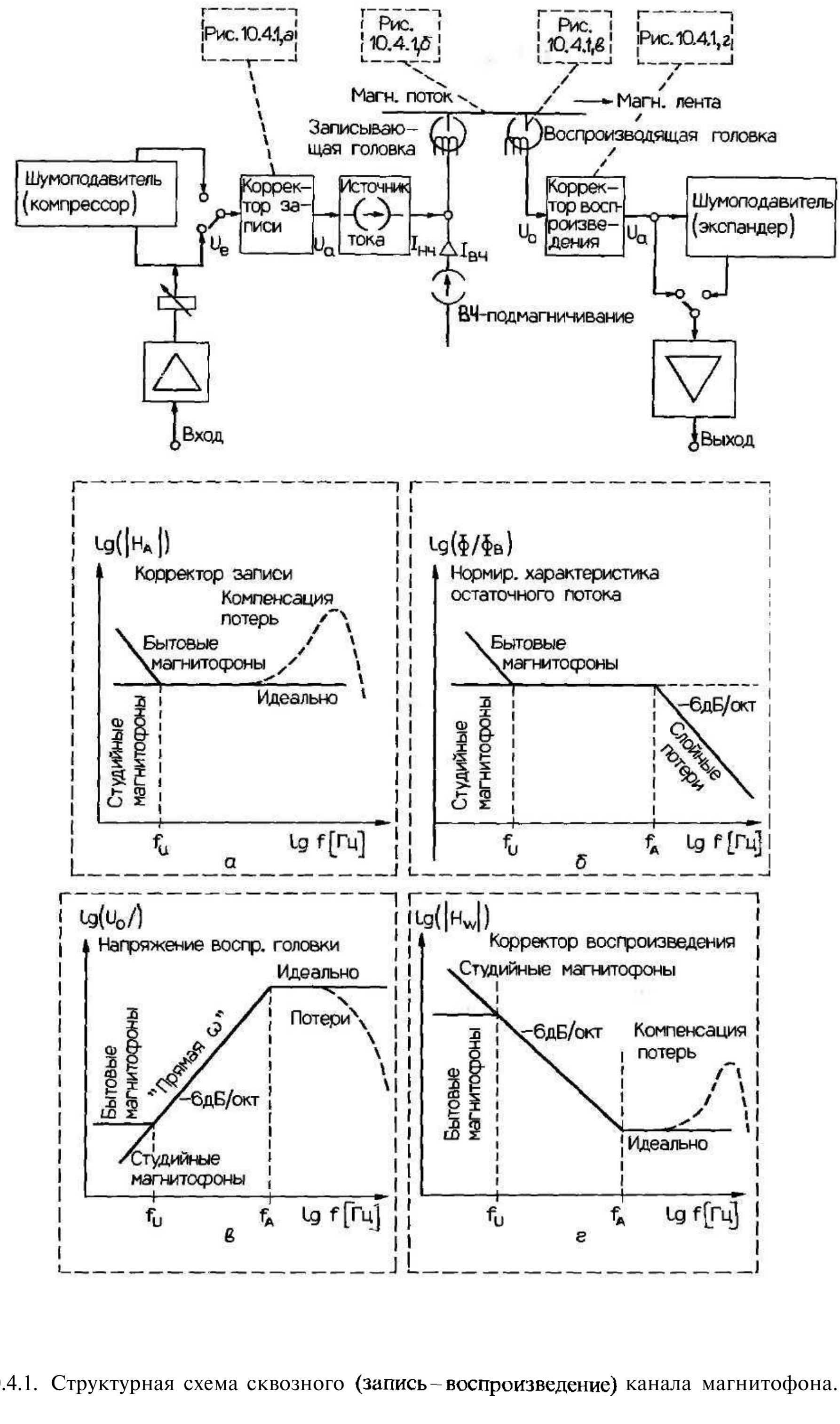


Рис. 10.4.1. Структурная схема сквозного (запись – воспроизведение) канала магнитофона.

Однако процессы записи и воспроизведения всегда подвержены влиянию многочисленных мешающих факторов, зависящих от частоты сигнала и длины волны, связанных со скоростью движения носителя. К ним относятся:

- слойные потери;
- потери на саморазмагничивание в зоне записи;
- потери из-за неравномерности контакта воспроизводящей головки с сигналограммой в процессе воспроизведения;
- щелевые потери (потери в зазоре воспроизводящей головки, обусловленные конечной шириной зазора);
- потери в сердечнике магнитных головок (гистерезис, вихревые токи);
- волновые потери, обусловленные явлениями резонанса в зоне контакта головок с магнитной лентой (особенно при больших длинах волн).

Для достижения компромисса между такими показателями качества системы магнитной записи, как отдача на высоких частотах и относительный уровень шума, коррекция соответствующей частотной характеристики осуществляется раздельно в канале записи и в канале воспроизведения (распределенная коррекция).

Механизм возникновения потерь при магнитной записи (например, слойных и щелевых, затухания сигнала с нарастанием частоты) таков, что и после линеаризации амплитудно-частотных характеристик фазовые искажения сигнала сохраняются.

Частотная характеристика остаточного потока на магнитной ленте

Нормированные частотные характеристики показаны на рис. 10.4.1, *б*:
для бытовых магнитофонов

$$|\Phi(f)| = \Phi_B\sqrt{\frac{[1+(f/f_V)^2]}{(f/f_V)^2\,[1+(f/f_A)^2]}}, \qquad (10.4.2)$$

для профессиональных магнитофонов

$$|\Phi(f)| = \Phi_B\frac{1}{\sqrt{[1+(f/f_A)^2]}}, \qquad (10.4.2а)$$

где Φ_B остаточный поток, соответствующий номинальному уровню записи. Соответствующие величины для кассетных и катушечных бытовых магнитофонов, а также для видеомагнитофонов приведены в Приложении А12.

Корректор в усилителе воспроизведения

Форма частотной характеристики коррекции в канале воспроизведения магнитной записи (без учета компенсации потерь) определяется зависимостью от частоты ЭДС воспроизводящей головки, которая, как указано выше, нарастает с крутизной 6 дБ/окт (рис. 10.4.1, г):
для бытовых магнитофонов функция коррекции

$$\underline{H}_W(p) = H_0\frac{1+p\tau_A}{1+p\tau_V};$$

для профессиональных магнитофонов

$$\underline{H}_W(p) = H_0\frac{1+p\tau_A}{p\tau_A}. \qquad (10.4.3)$$

Коррекция в канале записи

Поскольку слойные потери учитываются при нормировании характеристики остаточного потока на ленте, то верхняя граничная частота коррекции усилителя записи f_A не учитывается (рис. 10.4.1, а). Таким образом, в идеальном случае подъем в области нижних частот $(f < f_V)$ необходим только для бытовых магнитофонов; функция коррекции для них

$$\underline{H}_A(p) = H_0 \frac{1 + p\tau_V}{p\tau_V}. \qquad (10.4.4)$$

В магнитофоне со скоростью движения ленты v меньше 38 см/с для компенсации потерь подъем характеристики коррекции на верхних частотах в усилителях записи и воспроизведения увеличивается до 20 дБ на частоте 15 кГц.

10.4.1. Коррекция в канале воспроизведения

Для примера рассмотрим корректор в канале воспроизведения бытовых магнитофонов, работающих при скорости магнитной ленты 19 см/с. ЭДС воспроизводящей головки при остаточной удельной намагниченности ленты Φ_B = 320 нВб/м на частоте сигнала 1 кГц величиной в 1 мВ принимается за номинальный уровень 0 дБ. Напряжение на выходе усилителя воспроизведения в этих условиях должно быть 100 мВ.

Из Приложения А12 определяются постоянные времени коррекции τ_V = 3180 мкс и τ_A = 50 мкс. Пусть в качестве корректирующей служит цепочка на рис. 10.2.1 с постоянными времени $\tau_1 = \tau_V$ и $\tau_2 = \tau_A$.

Сначала определяется коэффициент усиления на нижних частотах H_0 по известному коэффициенту усиления H для частоты 1 кГц, который равен 100:

$$H_0 = H(f)\sqrt{\frac{1 + (f/f_V)^2}{1 + (f/f_A)^2}} = H(1\ \text{кГц})\sqrt{\frac{1 + (1\ \text{кГц}/0{,}05\ \text{кГц})^2}{1 + (1\ \text{кГц}/3{,}18\ \text{кГц})^2}} = 190. \qquad (10.4.5)$$

По заранее выбранному R_1 = 220 Ом рассчитывают остальные элементы корректирующей цепи (10.2.1)

$$R_2 = R_1 H_0 \frac{\tau_U - \tau_A}{\tau_U} = 413{,}6\ \text{кОм},$$

$$C_2 = \frac{\tau_U}{R_2} = 7{,}689\ \text{нФ}, \qquad (10.4.6)$$

$$R_3 = R_1\left(H_0 \frac{\tau_A}{\tau_U} - 1\right) = 6{,}387\ \text{кОм}.$$

Переменная коррекция в области верхних частот

Эта коррекция служит для компенсации спада уровня воспроизведения верхних частот, вызываемого щелевыми потерями в воспроизводящей головке, потерями на гистерезис и вихревые токи. Одна из возможностей реализации этой коррекции состоит в использовании резонанса контура, состоящего из индуктивности воспроизводящей головки L и подключаемого параллельно конденсатору С. Контур представляет собой фильтр НЧ 2-го порядка с граничной частотой f_0. Подъем характеристики в окрестности f_0 определяется добротностью контура Q, которую можно регулировать, изменяя активное сопротивление R_L (сопротивление нагрузки). Расчет параметров контура производится по следующим формулам:

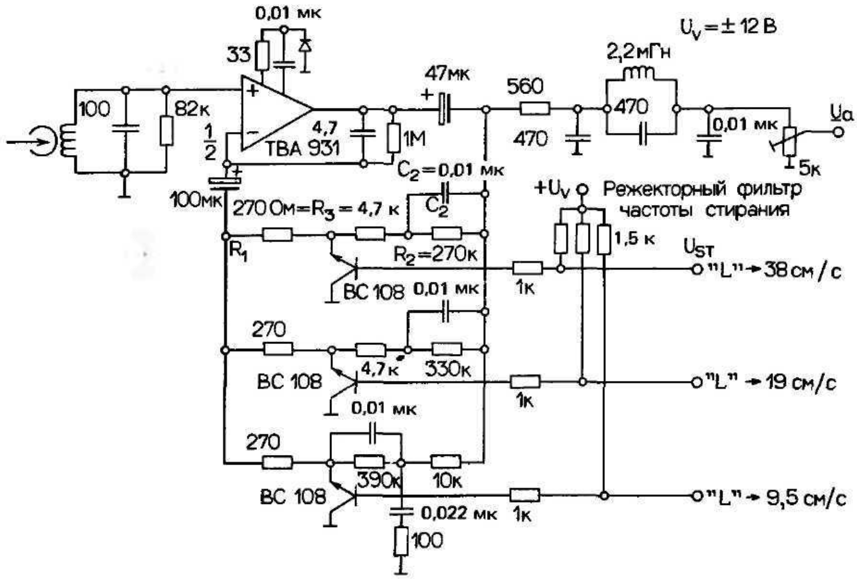


Рис. 10.4.2. Принципиальная схема усилителя воспроизведения с переключаемой коррекцией частотной характеристики (для скоростей магнитной ленты 9.5; 19 и 38 см/с) [10.12].

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q \simeq R_L \sqrt{\frac{C}{L}}. \tag{10.4.7}$$

Другой способ коррекции основан на использовании дополнительного *Т*-звена в цепи коррекции верхних частот.

Шум усилителя воспроизведения

ЭДС воспроизводящей головки U_0 при максимальном уровне записи сигнала с частотой 1 кГц составляет около 1 мВ. Поэтому для получения достаточного динамического диапазона воспроизводимого сигнала собственный шум усилителя $u_ш$ должен быть менее 1 мкВ. Для этого входная плотность напряжения шума на нижних и средних частотах должна быть $e_n < 5 \cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{Гц}$. Плотность тока шума на верхних частотах (чтобы исключить влияние большого импеданса головки на верхних частотах $|Z| \approx \omega L$) должна быть $i_n < 0{,}5 \cdot 10^{-12}$ А/$\sqrt{Гц}$. В наиболее критичных случаях для согласования головки с усилителем используется входной трансформатор.

На рис. 10.4.2 приведена схема интегрального усилителя воспроизведения с переключаемой коррекцией и симметричным напряжением питания. Переключатель коррекции – электронный, транзисторы BC 108 работают в ключевом режиме и отпираются при подаче на них потенциала логического нуля L ($U_{ST} = 0$ В). Так включается нужная цепь коррекции. Два других переключателя остаются запертыми положительным напряжением в цепи базы, а параллельно включенные резисторы по 270 Ом (общее сопротивление цепи $R_1 = 135$ Ом) замыкаются на землю. Корректирующую цепь для скорости ленты 9,5 см/с образуют конденсатор емкостью 22 нФ и резистор 100 Ом в цепи ОС.

10.4.2. Коррекция в канале записи

Частотная характеристика $H(p)$ усилителя записи бытовых магнитофонов описывается уравнением (10.4.4), согласно которому со снижением частоты f_A коэффициент усиления плавно нарастает. На практике нижней граничной частотой подъема характеристики за пределами полосы пропускания выбирают f_H = 10...20 Гц. Постоянная времени коррекции рассчитывается по формуле

$$\underline{H}_A(p) = H_0 \frac{1 + p\tau_V}{1 + p\tau_H}, \quad \tau_H \simeq 8000 \text{ мкс}. \tag{10.4.8}$$

Характеристики и схемы корректирующих цепей приведены на рис. 10.1.1-10.2.1, 10.3.1 для постоянных времени τ_V = 3180 мкс и $\tau_H \approx$ 8000 мкс, соответствующих τ_2 и τ_1.

Подъем верхних частот

Частотная характеристика коррекции с подъемом в области нижних частот по закону 6 дБ/окт между частотами f_A и f_B показана на рис. 10.4.3, *а*. Вариант схемы на неинвертирующем каскаде на рис. 10.4.3, *б* позволяет получить такую характеристику при использовании дополнительной цепи $R_4 - C_4$. С достаточной степенью приближения для этой цепи справедливо

$$f_A \approx \frac{1}{2\pi C_4 (R_1 + R_4)}, \quad f_B = \frac{1}{2\pi C_4 R_4}. \tag{10.4.9}$$

Для коррекции характеристики в области верхних частот полосы пропускания обычно используются дополнительные резонансные цепи с высокой добротностью в районе f_0, как изложено в разделе об усилителях воспроизведения.

Усилитель записи

Усилитель записи является источником тока сигнала I_{NF}, подаваемого в записывающую головку (рис. 10.4.1). Поскольку импеданс головки $Z_K(p) = R_S + pL$ зависит от частоты, то для эффективного ввода тока в головку нужен источник с активным выходным сопротивлением (усилитель с высокоомным выходом R_a) или операционный усилитель с низкоомным выходом, нагруженным на высокоомную последовательную нагрузку R_V.

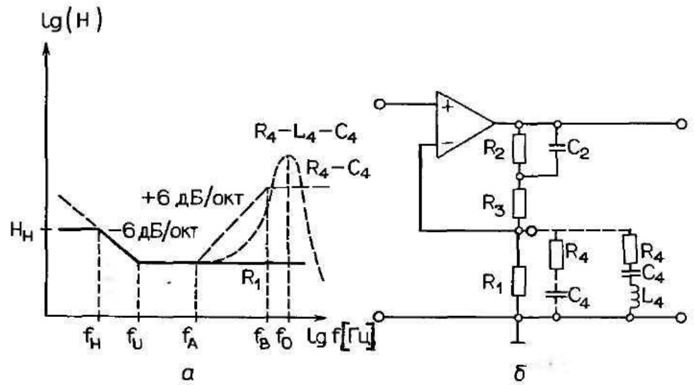


Рис. 10.4.3. Коррекция верхних частот для компенсации потерь *(а)*, принципиальная схема каскада с коррекцией *(б)*.

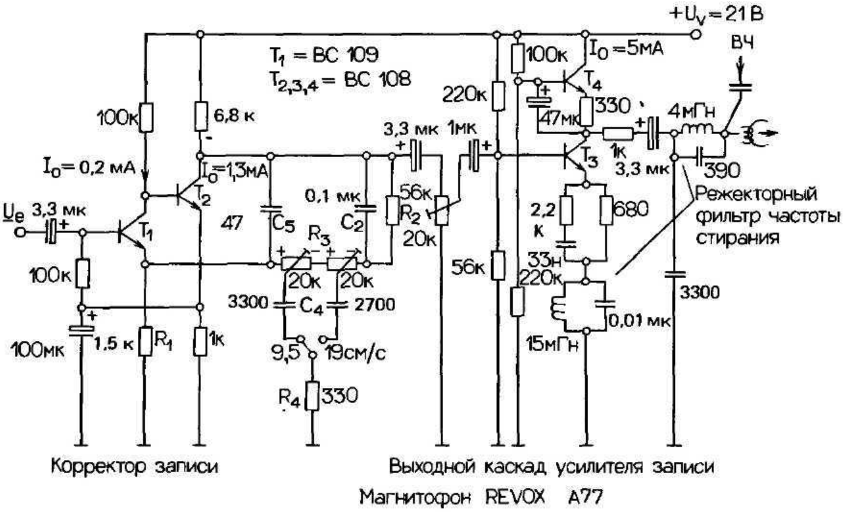


Рис. 10.4.4. Транзисторный усилитель записи с цепью коррекции частотной характеристики для магнитофонов [10.11].

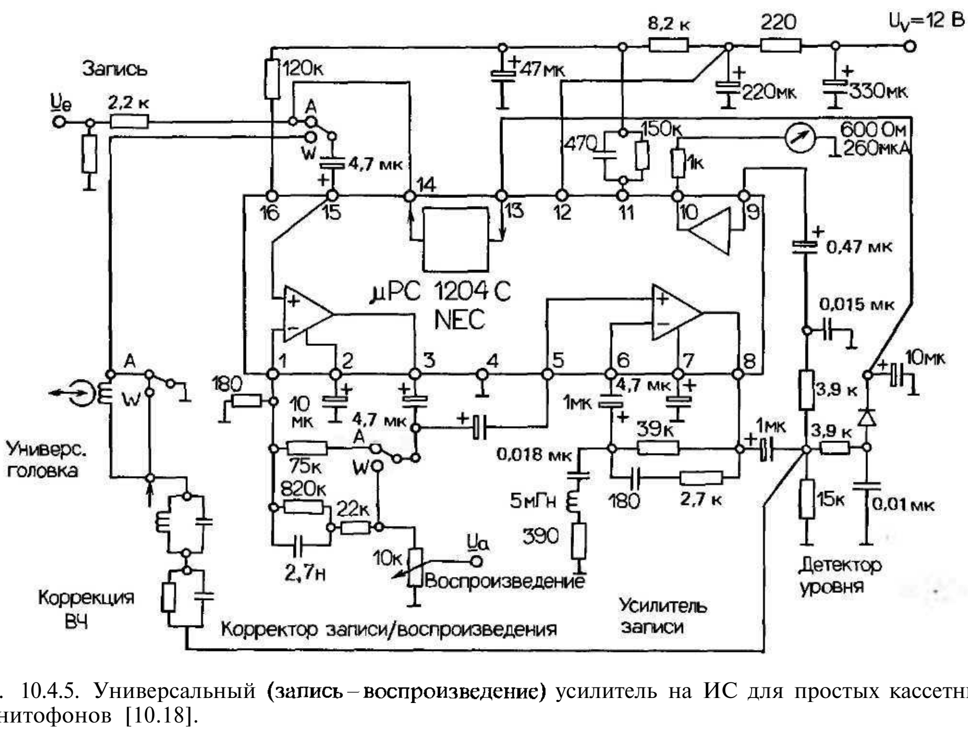


Рис. 10.4.5. Универсальный (**запись – воспроизведение**) усилитель на ИС для простых кассетных магнитофонов [10.18].

Схема с дополнительным сопротивлением неблагоприятна с двух точек зрения. Во-первых, на частотах, при которых $2\pi fL \geqslant R_V$, ток записи I_{NF} уменьшается; во-вторых, из-за дополнительного падения напряжения на R_V уменьшается динамический диапазон записи.

Реализации схемы

Схема двухкаскадного усилителя записи на транзисторах T_1 и T_2 с корректирующей цепью показана на рис. 10.4.4. Он выполнен по неинвертирующей электрометрической схеме. Цепь коррекции с постоянной времени τ_V (подъем на частоте 50 Гц) образуют резистор R_3 и конденсатор C_2; резистор R_2 ограничивает подъем частотной характеристики на частотах f_H ниже 25 Гц. Конденсатор C_4 служит для подъема характеристики в области верхних частот. Цепь C_5, R_3, C_4, R_4 образует Т-образное звено с резонансной частотой около 20 кГц.

Оконечный каскад усилителя записи на транзисторе T_3 и источник постоянного тока на T_4 с высоким выходным сопротивлением работают как источник тока сигнала, подаваемого в записывающую головку. (Благодаря конденсатору емкостью 47 мкФ база транзистора T_4 и, следовательно, эмиттер по переменному току находятся под тем же потенциалом, что и коллектор T_3, поэтому падения напряжения на резисторе 330 Ом нет, значит нет и тока.)

На рис. 10.4.5 приведена схема предварительного универсального (запись-воспроизведение) интегрального усилителя для кассетного магнитофона невысокого класса качества. Усилитель содержит автоматический регулятор уровня записи и каскад усиления в цепи индикатора среднего уровня (типа «*VU*-метр»). В канале записи нет специальной цепи для коррекции частотной характеристики в области нижних частот. Подъем частотной характеристики в области верхних частот достигается с помощью последовательного резонансного контура в предварительном каскаде и дополнительно – с помощью *RC*-цепи в выходном каскаде.

10.5. Усилитель - корректор в проигрывателе грампластинок

10.5.1. Частотная характеристика механической звукозаписи

Для того чтобы обеспечить по возможности большую плотность записи на грампластинках (меньший шаг записи) и возможно большее отношение С/Ш, амплитуды сигналов при записи грампластинок подвергаются предкоррекции, характеристика которой зависит от частоты. Согласно международным нормам, частотная характеристика колебательной скорости записи (кривая *RIAA)* на рис. 10.5.1, *а* описывается уравнениями

$$\underline{s}(p) = K_1 \frac{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}{(1+p\tau_3)}, \quad s(f) = K_1 \sqrt{\frac{[1+(f/f_1)^2][1+(f/f_2)^2]}{[1+(f/f_3)^2]}};$$

$$\tau_1 = 3180 \text{ мкс} \rightarrow f_1 = 50 \text{ Гц}, \quad \tau_2 = 75 \text{ мкс} \rightarrow f_2 = 2120 \text{ Гц},$$
$$\tau_3 = 318 \text{ мкс} \rightarrow f_3 = 500 \text{ Гц}. \tag{10.5.1}$$

Постоянная K_1 (ее измеряют в см/с) определяет абсолютный уровень записанного с максимальным уровнем сигнала с частотой 1 кГц. Колебательная скорость записи составляет s = 10 см/с (монофоническая запись при 45 оборотах пластинки в минуту) и соответственно 5 = 8 см/с (при 33 об/мин).

В случае гармонических сигналов колебательная скорость s и амплитуда сигнала a

связаны между собой зависимостью

$$\underline{s}(p) = p \cdot \underline{a}(p); \quad |s| = 2\pi f |a|. \tag{10.5.2}$$

Графики зависимости s и a от частоты приведены на рис. 10.5.1.

10.5.2. Частотная характеристика коррекции грамзаписи

Магнитные звукосниматели с подвижным магнитом ("moving magnet", **MM**) или подвижной катушкой ("moving coil", **MC**) имеют выходной сигнал, пропорциональный скорости записи. Следовательно, для восстановления исходного (без предкоррекции) сигнала частотная характеристика воспроизведения грампластинок должна быть корректированной по зеркально-обратному закону предкоррекции (уравнение 10.5.1). Функция коррекции воспроизведения (деэмфазис) $H_E(p) \to s^{-1}(p)$.График ее приведен на рис. 10.5.1.

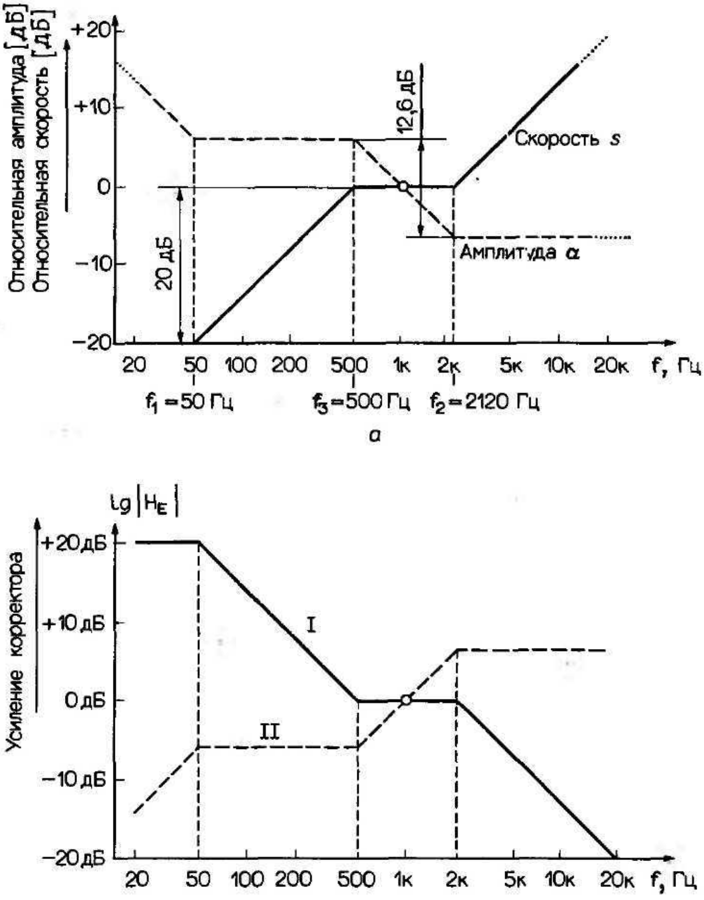


Рис. 10.5.1. Диаграмма **Боде** частотной характеристики колебательной скорости s и амплитуды сигнала a при записи грампластинок (а), частотной характеристики звукоснимателя при воспроизведении (б). (Выходной сигнал пропорционален амплитуде или колебательной скорости грамзаписи.)

Звукосниматели, вырабатывающие сигнал, пропорциональный амплитуде записи (например, пьезоэлектрические с керамическим или кристаллическим преобразователем), также требуют коррекции частотной характеристики (рис. 10.5.1). Поскольку качество звукопередачи таких звукоснимателей невелико, то этой коррекцией в целях удешевления проигрывателей обычно пренебрегают.

Поскольку характеристики коррекции при записи и при воспроизведении подчиняются одному и тому же закону (взаимная обратимость функций в счет не принимается), то система записи и воспроизведения грампластинок в целом может рассматриваться как система без фазовых искажений, которая, следовательно, не требует фазовой коррекции. Однако небольшие фазовые искажения в системе все-таки имеют место; они вызываются различиями формы режущей кромки рекордера и игл звукоснимателей. Особенно эти искажения проявляются на сигналах верхних частот и сигналах, записанных на дорожках малого радиуса (внутренние дорожки грампластинки).

10.5.3. Магнитный звукосниматель

Звукосниматель—**это** устройство для преобразования механических колебаний **иглы** проигрывателя грампластинок в электрические сигналы. По типу используемого преобразователя звукосниматели подразделяются на магнитные, пьезоэлектрические, оптические и полупроводниковые. В настоящее время наибольшее распространение получили звукосниматели с магнитными и пьезоэлектрическими преобразователями. Механическая часть магнитного преобразователя в принципе представляет собой фильтр НЧ высшего порядка, граничная частота которого у современных звукоснимателей превышает 15 кГц. Кроме того, звукосниматель вместе с тонармом образуют фильтр ВЧ, граничные частоты которого лежат в области ниже 10 Гц и должны сильно демпфироваться [10.4, 10.21].

Обычно коэффициент передачи магнитного звукоснимателя с подвижным магнитом (напряжение на выходе U_0 при колебательной скорости 1 см/с) имеет величину в пределах $U_0 = 0{,}5...1$ мВ/(см·с$^{-1}$) и $U_0 = 0{,}03...0{,}2$ мВ/(см·с$^{-1}$) — у звукоснимателей с подвижной катушкой.

Электрическая часть звукоснимателя включает: сопротивление катушки R_S, ее индуктивность L, емкость кабеля и входную емкость усилителя С и входное сопротивление усилителя R_L (47 кОм). Все это в целом образует фильтр НЧ 2-го порядка с граничной частотой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad Q = R_S\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{1}{R_L}\sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{10.5.3}$$

Для того чтобы коэффициент передачи при воспроизведении был постоянным во всей полосе пропускания, необходимо, чтобы граничная частота фильтра f_0 была выше 20 кГц, а его добротность Q не превышала значения 0,71. Лучше других этому требованию удовлетворяют магнитные звукосниматели с подвижной катушкой, поскольку у них число витков невелико (индуктивность катушки L порядка единиц мкГн). Более критичны в этом смысле звукосниматели с подвижным магнитом, у которых индуктивность катушки L порядка 0,2-1 Гн, сопротивление проводов катушки R_S около 1 кОм и емкость кабеля C_K около 250 пФ. Для согласования со звукоснимателями предварительные усилители проигрывателей грампластинок должны иметь входную емкость в пределах от 47 до 470 пФ и сопротивление R_L в пределах от 20 до 100 кОм.

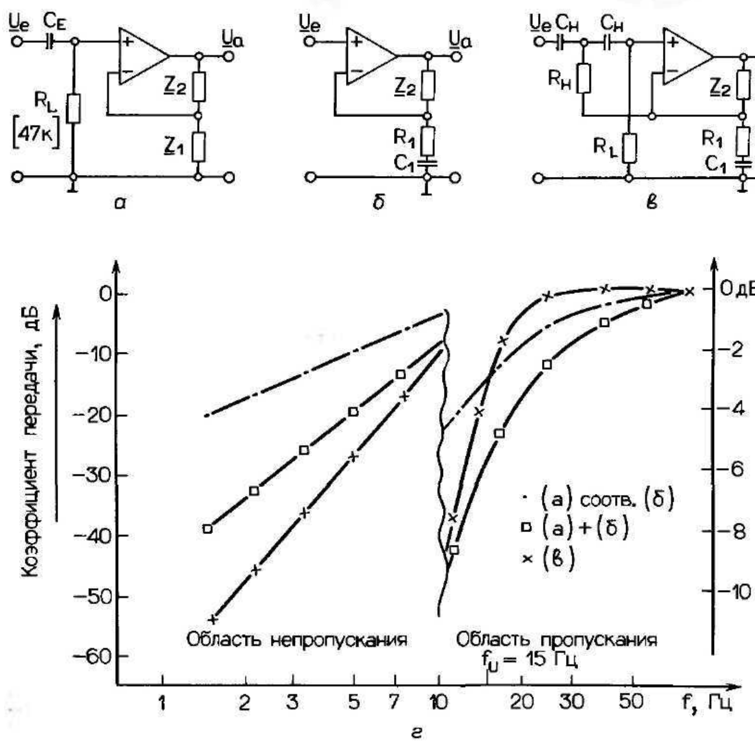


Рис. 10.5.2. Схемы фильтров ВЧ для подавления низкочастотных помех: фильтр ВЧ на входе (я), фильтр ВЧ в корректирующей цепи (б), фильтр ВЧ 3-го порядка (в), амплитудно-частотные характеристики для f_U = \5 *Гц* (г).

10.5.4. Подавление низкочастотных помех

Повышенный шум на низких частотах – сугубо специфическое свойство системы грамзаписи. Наряду с искажениями, появляющимися на нижних частотах при коррекции, при воспроизведении грампластинок возникают акустические шумы (рокот, гул) приводного механизма, а также шумы самой пластинки. Максимальные уровни этих шумов приходятся на область частот от 3 до 15 Гц. Наиболее эффективно низкочастотные шумы подавляются с помощью фильтров, включаемых на входе усилителя воспроизведения грамзаписи. К таким фильтрам относятся:

- *фильтр ВЧ 1-го порядка на входе (рис. 10.5.2, а).* В области частот ниже граничной f_U он позволяет подавлять шумы с крутизной спада частотной характеристики 6 дБ/окт. Он же служит разделительным каскадом между источником сигнала и усилителем по постоянному току. Недостаток данного способа фильтрации состоит в том, что он приводит к увеличению импеданса источника с понижением частоты (увеличение токовой составляюшей шума):
- *фильтр ВЧ 1-го порядка в корректирующей цепи (рис. 10.5.2, б).* Этот способ фильтрации шума одновременно стабилизирует рабочую точку. Как часть корректирующей цепи фильтр оказывает влияние на постоянную времени коррекции;
- *фильтр ВЧ 3-го порядка (рис. 10.5.2, в).* Высокая крутизна частотной характеристики фильтра (18 дБ/окт) позволяет эффективно подавлять помехи в области, близкой к нижней граничной частоте f_V.

Расчет элементов фильтра (с характеристикой Баттерворта) заданной нижней граничной частоты производится по следующим формулам:

$$R_1C_1 = \frac{1}{2\pi f_u}, \quad R_H = \frac{R_L}{4}, \quad C_H = \frac{1}{\pi f_V R_L}\cdot(R = 47\ \text{кОм}). \tag{10.5.4}$$

10.5.5. Корректоры для магнитных звукоснимателей

Согласно стандарту DIN45536/6, лист 2, частотная характеристика корректора для магнитных звукоснимателей должна быть зеркально обратной характеристике записи (уравнение 10.5.1). Сопротивление нагрузки звукоснимателя с подвижным магнитом должно составлять R_L= 47 кОм + 20%, входная **емкость**–$C_e \leqslant$ 100 пФ, а функция коррекции иметь вид

$$\underline{H_E}(p) = H_0\frac{(1+p\tau_3)}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}\left[\frac{p\tau_0}{1+p\tau_0}\right],$$

$$\tau_1 = 3180\ \text{мкс} \rightarrow f_1 = 50\ \text{Гц}, \quad \tau_3 = 318\ \text{мкс} \rightarrow f_3 = 500\ \text{Гц}, \tag{10.5.5}$$

$$\tau_2 = 75\ \text{мкс} \rightarrow f_2 = 2122\ \text{Гц}, \quad \tau_0 = 7959\ \text{мкс} \rightarrow f_0 = 20\ \text{Гц}.$$

Здесь τ_0 = 7959 **мкс–постоянная** времени дополнительного фильтра ВЧ для подавления низкочастотных помех, о чем говорилось выше. Схемы корректоров приведены на рис. 10.5.3. (При использовании дополнительного фильтра для подавления НЧ-шумов последовательно резистору R_1 должен быть включен конденсатор C_1.)

Инвертирующий корректор

Инвертирующему корректору (рис. **10.5.3,** *а)* свойственны два основных недостатка. Во-первых, корректор не развязан от источника сигнала, вследствие чего импеданс

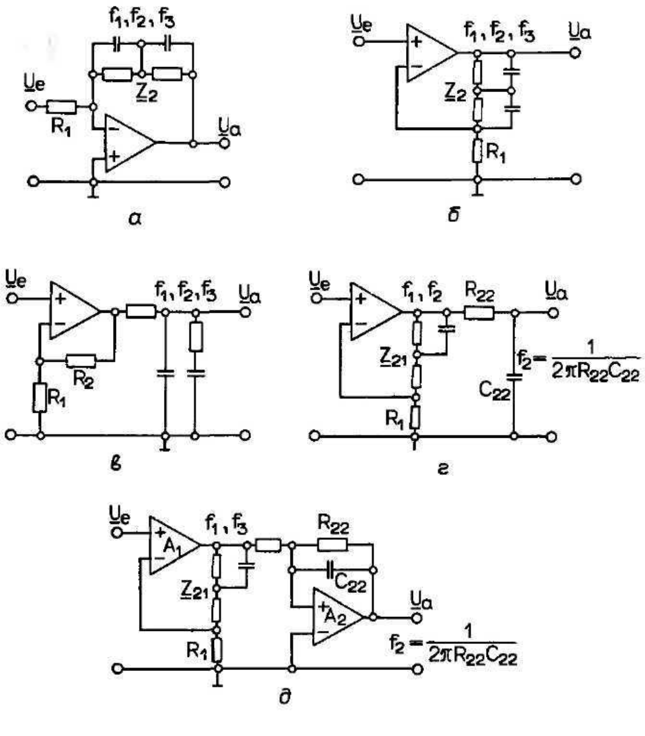


Рис. 10.5.3. Схемы частотной коррекции по характеристике RIAA [10.5, 10.6, 10.19]: инвертирующая схема *(а),* прецизионная схема **(*б*)**, пассивная корректирующая цепь **(*в*)**, комбинированная пассивная цепь и прецизионная схема (г), комбинированная прецизионная + неинвертирующая схема **(*д*)**.

звукоснимателя (разный у разных экземпляров) влияет на частотную характеристику воспроизведения, особенно на верхних частотах. Во-вторых, высокий импеданс источника ($|Z_Q| \gg R_1$ = 47 кОм) приводит к увеличению суммарного шума звукоснимателя и усилителя почти на 15 дБ.

Неинвертирующий корректор

Преимущества неинвертирующего корректора (рис. **10.5.3,** *б*): низкий уровень собственного шума, наличие развязки между входом и корректирующей цепью, повышенный динамический диапазон сигнала на верхних частотах. Благодаря этим достоинствам неинвертирующий корректор находит довольно широкое применение на практике. Но у него есть и недостаток, который, впрочем, легко устраним. Он состоит в том, что на частотной характеристике корректора появляется дополнительная граничная частота f_4. Своим появлением она обязана тому обстоятельству, что коэффициент усиления всегда больше единицы. Корректирующая функция:

$$\underline{H}_{\text{прец.корр}}(p) = H_0 \frac{(1 + p\tau_3)(1 + p\tau_4)}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}; \qquad (10.5.6)$$

$$\underline{H}_{\text{ном.корр}}(p) \to \frac{1}{\underline{s}(p)} = H_0 \frac{(1 + p\tau_3)}{(1 + p\tau_1)\cdot(1 + p\tau_2)};$$

отсюда следует

$$\Delta\underline{H}(p) = \frac{H_{\text{прец.корр}}}{H_{\text{ном.корр}}} = 1 + p\tau_4;$$

$$\tau_4 = \frac{\tau_1\tau_2}{H_0\tau_3}, \text{ в частности, } \tau_4 = \frac{75{,}75}{H_{1\,\text{кГц}}}\,[\text{мкс}]. \qquad (10.5.7)$$

Погрешность расчета тем меньше, чем выше частота f_4 и соответственно $H_{1\,\text{кГц}}$ Начиная со значения функции $H_{1\,\text{кГц}} > 50$, погрешность амплитуд на частотах $f > 15$ кГц не превышает 0,2 дБ, что пренебрежимо мало. В реальных системах грамзаписи стандартная частотная характеристика RIAA удовлетворяется лишь до частот 25...50 кГц и, кроме того, имеет спадающий характер. Поэтому действительная суммарная погрешность значительно меньше. На практике отклонение частотных характеристик от расчетных у неинвертирующих корректоров меньше, чем у инвертирующих или имеющих дополнительную коррекцию в **области** f_4.

Активно-пассивные корректоры

На рис. 10.5.3, *в* приведена схема, состоящая из частотно-линейного предварительного усилителя и корректора на пассивных элементах.

На рис. 10.5.3, г приведена схема, которая позволяет получить частотную характеристику без четвертой граничной частоты f_4. Активный корректор обеспечивает постоянные времени τ_1 и τ_3, а пассивное *RC*-**звено** Z_{22}-постоянную времени τ_2. Обе схемы требуют дополнительного согласующего усилителя с равномерной частотной характеристикой. Его **назначение – уменьшить** влияние нагрузки на работу корректора. Но он же ухудшает шумовые свойства канала воспроизведения и, кроме того, требует более высоких уровней сигнала на верхних частотах в электрометрическом каскаде A_1 (из-за недостающей граничной частоты f_2). Улучшенный вариант схемы показан на рис. 10.5.3, д. Здесь согласующий усилитель одновременно служит инвертирующим фильтром НЧ с граничной **частотой** f_2.

10.5.6. Неинвертирующий (электрометрический) корректор по характеристике RIAA

Характеристика коррекции по кривой RIAA для звукоснимателей с выходным сигналом, пропорциональным колебательной скорости, может быть получена с помощью цепи обратной связи с передаточной функцией $H_N(p)$ согласно рис. 10.2.2 и уравнениям (10.2.3).

Рассмотрим вариант схемы на рис. 10.5.4, *а*. Для расчета элементов схемы произвольно выбирают сопротивление R_1 (в омах), а затем задают коэффициент усиления на нижних частотах H_0, например, $H_0 = 9{,}90\ H_{1кГц}$ (типичные значения $H_{1кГц} = 50...100$). Дальнейший расчет производится в следующем порядке:

$$R_1 \Rightarrow R_2 = \frac{243(H_0 - 10)}{3105} R_1 \Rightarrow R_3 = (H_0 - 1) R_1 - R_2 \Rightarrow C_2 = \frac{75}{R_2}[\text{мкФ}] \Rightarrow C_3 = \frac{3180}{R_1}[\text{мкФ}]. \qquad (10.5.8)$$

Схема на рис. 10.5.4, *б*—это фильтр ВЧ с нижней граничной частотой f_4 (обычно 5...20 Гц). Она полностью соответствует основной схеме на рис. 10.2.2 (уравнения 10.2.4), и ее передаточная функция описывается уравнением

$$\underline{H}_N(p) = \frac{(1 + p\tau_3)(1 + p\tau_4)(1 + p\tau_5)}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)(1 + p\tau_4)},$$

$$H_{NO} = \frac{\tau_5}{\tau_4} = \frac{f_0}{f_5}, \qquad \tau_4 = \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_3} \times \frac{1}{H_{NO}} \leqslant \frac{750}{H_{NO}}\text{мкс} \leqslant 1{,}5\ \text{мкс}. \qquad (10.5.9)$$

При заданных значениях постоянных времени $\tau_V = 7959$ мкс $\rightarrow f = 20$ Гц и после выбора сопротивления R_1 (в омах) расчет элементов корректирующей цепи производится следующим образом:

$$\tau_x = \frac{(7959H_{NO} - 75)\left(243 + \dfrac{750}{H_{NO}}\right) - 7959\cdot 3180 + \dfrac{318{,}750}{H_{NO}}}{3105}[\text{мкс}],$$

$$\tau_y = 7959(H_{NO} - 1) + \frac{750}{H_{NO}} - 2937 - \tau_x\ [\text{мкс}],$$

$$R_1 \Rightarrow C_1 = \frac{7959}{R_1}[\text{мкФ}] \Rightarrow R_2 = \frac{\tau_x/\text{мкс}}{C_1/\text{мкФ}}[\text{Ом}] \Rightarrow \qquad (10.5.10)$$

$$\Rightarrow R_3 = \frac{\tau_y/\text{мкс}}{C_1/\text{мкФ}}[\text{Ом}] \Rightarrow C_2 = \frac{75}{R_2}[\text{мкФ}] \Rightarrow C_3 = \frac{3180}{R_3}[\text{мкФ}].$$

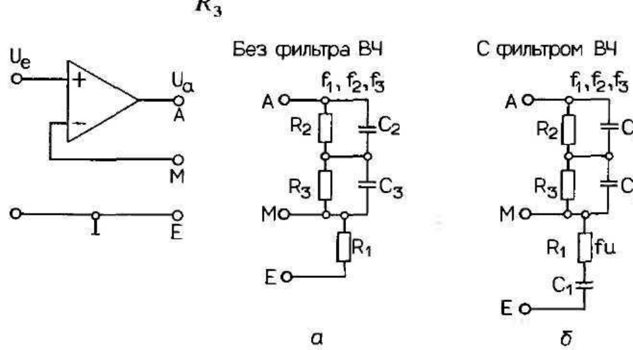


Рис. 10.5.4. Схемы прецизионных частотных корректоров по характеристике RIAA: идеальная с ОС по постоянному напряжению (о), с фильтром ВЧ (б). Номиналы элементов приведены в таблице на рис. 10.5.4, *в, г*.

R_1 C,	Коэфф. усиления ХХ v_0 [дБ]	Частота единичного усиления f_T [МГц]	Корректирующая цепь для $v' = 34$ дБ/1 кГц R_3 [ГОм]	R_2 [ГОм]	R_1 [ГОм]	$C_3 \cdot 10^{-3}$ [мкФ]	$C_2 \cdot 10^{-3}$ [МКФ]	C, [мкФ]
	Идеально		455,86	37,95	1,0000	6975,65	1976.09	31831,1
	100,00	10,00	458,25	38,13	1,0000	6957,06	1951,65	31666,3
	100,00	3,50	457,67	38,47	1,0000	6933,11	1905.21	31632,5
	100,00	1,00	455,37	39,79	1,0000	6841,47	1729,52	31744,5
$f_н$ = 5 Гц	90,00	10,00	464,21	38,15	1,0000	6944,49	1952,59	31290,7
	90,00	3,50	463,61	38,48	1,0000	6920,48	1906,12	31307,1
	90,00	1,00	461,23	39,80	1,0000	6828,62	1730,40	31370,1
	80,00	10,00	484,13	38,19	1,0000	6904,78	1955,53	30096,6
	80,00	3,50	483,50	38,52	1,0000	6880,59	1909,00	30113,3
	80,00	1,00	481,03	38,86	1,0000	6788,02	1732,90	30179,8
	Идеально		455,59	37,95	1,0000	6980,00	1976,35	7957,8
	100.00	10,00	458,59	38,13	1,0000	6960,92	1951,71	7906,9
	100,00	3,50	456,77	38,46	1,0000	6939,15	1905.12	7930,6
	100.00	1,00	449,94	39,78	1,0000	6856,01	1729,04	8013,9
/„ = 20 Гц	90,00	10,00	467,52	38,14	1,0000	6944,88	1952,92	7767,2
	90.00	3,50	465,58	38,47	1,0000	6923,10	1906,28	7791,3
	90,00	1,00	458,33	39,79	1,0000	6839,90	1730.83	7884,7
	80.00	10,00	499,93	38.16	1,0000	6892,56	1956,93	7289,5
	80,00	3,50	497,48	38,50	1,0000	6870,80	1910,12	7323.4
	80,00	1.00	488,40	39,82	1,0000	6787,59	1733,27	7435,9

Л, C_1	Коэфф. усиления ХХ v_0 [дБ]	Частота единичного усиления $f_т$ [МГц]	Корректирующая цепь для $v' = 40$ дБ/1 кГц R_3 [Ом]	R_2 [Ом]	R_1 [Ом]	$C_3 \cdot 10^{-3}$ [мкФ]	$C_2 \cdot 10^{-3}$ [мкФ]	С, [мкФ]
	Идеально		912,02	76,69	1.0000	3486,58	977,83	31831,1
	100,00	10,00	921,65	77,43	1,0000	3457,99	953,53	31501,2
	100,00	3,50	919,25	78,79	1,0000	3444,11	907,61	31533,7
	100,00	1,00	909,75	84,36	1,0000	3353,32	737,28	31658,3
/„ = 5 Гц	90,00	10,00	946,10	77,48	1.0000	3455,34	954,45	30747,6
	90,00	3,50	943,62	78,85	1,0000	3431,35	908,43	30781,1
	90,00	1,00	933,78	84.45	1,0000	3340,09	737,90	30909,4
	80,00	10,00	1033,13	77,65	1,0000	3415,39	957,43	28335,9
	80,00	3,50	1030,29	79.04	1,0000	3391,03	911,27	28373,0
	80,00	1,00	1019,11	84,71	1,0000	3298,29	739,93	28514,8
	Идеально		911,75	76,68	1.0000	3437.75	978,07	7957,8
	100,00	10,00	923,88	77,41	1,0000	3468,66	953,57	7855,6
	100,00	3,50	916,45	78,78	1,0000	3447.03	907,50	7903,6
	100,00	1,00	889,21	84,31	1,0000	3364,98	736,79	8079,8
/„ = 20 Гц	90,00	10,00	961,63	77,45	1.0000	3452,33	954,73	7570,2
	90,00	3,50	953,13	78,81	1,0000	3430,68	908,52	7522,5
	90,00	1,00	922,39	84,38	1,0000	3348,49	737,57	7813,1
	80,00	10,00	1130,00	77,51	1,0000	3395,71	959,12	6514,7
	80,00	3,50	1113,75	78,90	1,0000	3374,48	912,57	6595,8
	80,00	1,00	1060,05	84,56	1,0000	3293,13	740,27	6872,7

Рис. 10.5.4, *в, г.* Номиналы элементов схем коррекции на рис. 10.5.4.

Влияние усиления в режиме холостого хода (ХХ)

В реальных усилителях с конечным коэффициентом усиления $\underline{V}_d(p)$ действительный коэффициент усиления V' отличается от усиления в цепи ОС H_N. Его можно рассчитать по формуле

$$\underline{V}'(p) = \underline{H}_N \frac{1}{1+\frac{\underline{H}_N}{\underline{V}_d}} = \underline{H}_N \frac{1}{1+\frac{1}{\underline{V}_S}}. \tag{10.5.11}$$

Отсюда для каждой искомой функции V можно рассчитать параметры $\tau_i' H_{NO}'$ цепи обратной связи в зависимости от τ_i и коэффициента усиления холостого хода V_d.

Для расчета коэффициента усиления холостого хода V_d используется однополюсная модель, для которой v_0 – коэффициент усиления на нижних частотах и f_0 – граничная частота на уровне —3 дБ. Далее, используя полученные величины τ_i', H_{NO}', проводится расчет элементов цепи ОС [10.4].

Величины элементов корректора по кривой RIAA, нормированные по R_1 = 1 Ом, приведены в таблицах на рис. 10.5.4, в, *г*. Действительные значения элементов получают расчетным путем, задаваясь произвольно выбираемым R_1:

$$R = R_{\text{табл}} \cdot R_1, \quad C = \frac{C_{\text{табл}}}{R_1}. \tag{10.5.12}$$

Случай пренебрежимо малого влияния коэффициента усиления ХХ

Погрешность расчета элементов схемы корректора, обусловленная влиянием коэффициента усиления ХХ, пренебрежимо мала в случае, когда петлевое усиление во всей полосе частот $v_s(f)$ остается больше наперед заданной минимальной величины $v_{s,\min}$.

Требования в отношении коэффициента усиления ХХ и граничной частоты f_T единичного усиления v_0 (однополюсная модель) зависят от коэффициента усиления корректора на частоте 1 кГц, $H_{1\,\text{кГц}}$.Имеем

$$V_0 \geqslant 100 \cdot H_{1\,\text{кГц}} \cdot v_{s,\min},$$
$$f_T \geqslant f_2 \cdot H_{1\,\text{кГц}} \cdot v_{s,\min}; \quad \text{RIAA}: f_2 = 2120 \text{ Гц}. \tag{10.5.13}$$

При $H_{1\,\text{кГц}} = 100$ и $v_{s.\min} = 100$ (т.е. максимальная погрешность 1% или 0,1 дБ) получаем $v_0 \geqslant 10^5 \to 100$ дБ и $f_т \geqslant 21$ МГц.

Коррекция петлевого усиления

Отличия реальных частотных характеристик корректоров $\underline{H}_N(p)$ от расчетных (уравнение 10.5.11) оказываются зависимыми от коэффициента усиления в петле ОС $V_s = V_d/H_N$. Если усилению ХХ V_d также придать закон частотной характеристики корректора $\underline{H}_N$, то и петлевое усиление, и погрешность усиления становятся не зависимыми от частоты. Остается лишь абсолютная погрешность коэффициента усиления. Усилитель реализуется на двух операционных усилителях (его действительный коэффициент усиления, как у неинвертирующего усилителя, устанавливается путем подбора параметров ОС). Между ОУ включается пассивный элемент с желаемой функцией передачи. Общий коэффициент усиления $V_d \cong v \cdot H_N$ представляет собой произведение коэффициентов усиления промежуточных каскадов v_1 и v_2, которые имеют постоянную величину в полосе частот до 50 кГц (50...200), и коэффициента передачи пассивной корректирующей цепи H_d (допускаемый разброс номиналов

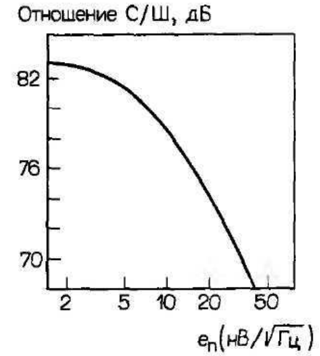


Рис. 10.5.5. Максимальные отношения С/Ш без частотного взвешивания (эффективные значения относительно 10 мВ/1 кГц) корректоров по характеристике RIAA и типичных магнитных звукоснимателей с подвижным магнитом в зависимости от плотности напряжения шума e_n, приведенной ко входу усилителя.

5...10%). Благодаря общей ОС усилителя каждый каскад которого охвачен своей ОС, нелинейные искажения (стационарные) получаются весьма малыми. Сквозная частотная характеристика определяется параметрами внешней цепи ОС, передаточная функция которой H_N.

Шумы

Собственный шум магнитных звукоснимателей с подвижной катушкой, измеряемый с частотным взвешиванием по характеристике RIAA относительно 2 мВ (сигнала с частотой 1 кГц), лежит в пределах $-68...-72$ дБ. При измерениях без частотного взвешивания эти величины соответствуют активному входному сопротивлению R_G= 2,2 кОм, а при измерениях со взвешиванием по частотной характеристике слуха-сопротивлению R_G= 4,7 кОм. Шум предварительных усилителей следует рассчитывать исходя из входного сопротивления $R_{G,opt}$ = 2...5 кОм. Отсюда следует, что для входных каскадов на биполярных транзисторах при коэффициенте усиления B_0= 250 ток покоя I_C в цепи коллектора должен составлять приблизительно 40 мкА. При меньших токах покоя преобладающей окажется шумовая составляющая напряжения e_n, что под влиянием коррекции приведет к усилению шума в области нижних частот. При больших токах покоя преобладающей оказывается шумовая составляющая тока i_n, что под влиянием импеданса звукоснимателя приводит к усилению в области верхних частот. Полевые транзисторы во входных каскадах должны иметь как можно большую крутизну g_m.

Специально для операционных усилителей на рис. 10.5.5 приведен график зависимости отношения С/Ш от приведенной ко входу плотности напряжения шума e_n. На практике предельными являются значения $e_n \leqslant 5$ нВ/$\sqrt{Гц}$ и $i_n \leqslant 6$ пА/$\sqrt{Гц}$. Для операционных усилителей результаты измерений шума, проводимых при различных сопротивлениях нагрузки, могут значительно отличаться от приведенных.

Относительный уровень шума корректора RIAA на операционном усилителе NE 5534A без частотного взвешивания при короткозамкнутом входе равен 87,3 дБ; при нагрузке на эквивалентное сопротивление источника R_G= 2,2 кОм он составляет 82,8 дБ, а шум самого звукоснимателя-81,2 дБ. Измерения при короткозамкнутом входе могут дать ошибочные (завышенные результаты), особенно для усилителей с большими шумовыми токами на входе. Более или менее совпадающие результаты дают измерения при эквивалентном сопротивлении источника R_G= 2...5 кОм.

У инвертирующих частотных корректоров относительный уровень шума на 15 дБ ниже. Собственный тепловой шум магнитного звукоснимателя с индуктивностью L = 600 мГн при сопротивлении нагрузки R_E= 47 кОм составляет 72 дБ (относительно 2 мВ на частоте 1 кГц), а собственный тепловой шум схемы на рис. 10.5.4 при

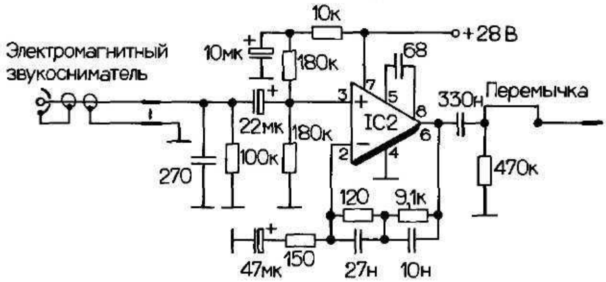


Рис. 10.5.6. Частотный корректор по характеристике RIAA на малошумящем операционном усилителе [10.20].

$R_E = Z_1 = 47$ кОм-на 13 дБ выше, и соответственно отношение С/Ш в лучшем случае достигает 50 дБ. Еще больше отношение С/Ш снижается под влиянием шумового тока усилителя i_n.

Примеры схем

На рис. 9.2.4 приведена схема частотного корректора по характеристике RIAA, выполненного на дискретных элементах. На рис. 12.3.2 приведена схема корректора на ИС.

На рис. 10.5.6 приведена схема стандартного корректора на малошумящем ОУ типа NE 5534A. Нижняя граничная частота сигнального входа $f_4 = 1/2\pi C_E R_L$ при $C_E = 22$ мкФ и $R_L = 180$ кОм|| 180 кОм лежит около 0,1 Гц. Корректирующая цепь содержит фильтр ВЧ, образованный емкостью $C1 = 47$ мкФ и сопротивлением $R1 = 150$ Ом с $f_4 = 22{,}6$ Гц. На выходе включается другой фильтр ВЧ, образованный емкостью $C_A = 330$ нФ, $R_C = 470$ кОм и нижней граничной частотой около 1 Гц. Допустимая нагрузка $R_L = 22$ кОм, при ней нижняя граничная частота f_4 повышается до 20 Гц (на практике иногда требуется меньшее нагрузочное сопротивление; его можно реализовать, увеличив C_A и уменьшив R_C).

При асимметричном напряжении питания весьма полезно введение полярного электролитического конденсатора. Емкость компенсации частотной характеристики $C_K = 68$ пФ может быть уменьшена. Небольшие отклонения частотной характеристики от нормированной ликвидируются подбором элементов цепи ОС.

11. Регуляторы частотных характеристик

Регуляторы частотных характеристик являются неотъемлемой частью любого звуковоспроизводящего устройства и предназначены для регулирования уровня сигналов в определенных частотных полосах, позволяющего изменять характер всей звуковой картины. На практике такие регуляторы становятся весьма эффективным средством воздействия на искусственно воспроизводимую звуковую картину, в результате которого ее можно приблизить к естественному звучанию [11.6]. К регуляторам частотных характеристик относятся:

- частотно-зависимые регуляторы громкости («физиологические»);
- регуляторы тембра (регуляторы нижних и верхних частот);
- регуляторы «эффекта присутствия»;
- многополосные регуляторы (эквалайзеры);
- фильтры ограничения передаваемой полосы частот (антишумовые фильтры нижних и верхних частот);
- регулирующие схемы для улучшения пространственного слухового впечатления (псевдостереофонические эффекты, расширение стереофонической базы, «круговой звук»).

К регуляторам в частотной области относятся и многие устройства студийных и сценических звукотехнических комплексов, которые позволяют путем электронной обработки сигналов придавать звуковому материалу самые разнообразные, весьма впечатляющие эффекты звучания («флэнжинг», «фэйзинг» и др.).

11.1. Частотно-зависимые регуляторы громкости

Из физиологии слуха известно, что при снижении уровня громкости человек хуже воспринимает составляющие звука в областях низких и высоких частот звукового диапазона. Частотно-зависимые регуляторы громкости как раз и предназначены для выравнивания громкости звучания звуковой картины в соответствии с субъективными свойствами слуха человека. Как правило, это выравнивание состоит в искусственном подъеме составляющих нижних и верхних частот при общем малом уровне звука. Коррекция громкости, соответствующая кривой субъективного восприятия, реализуется с помощью регуляторов тембра, которые обычно связаны с общим регулятором громкости (рис. 11.1.1). Такая регулировка позволяет улучшить субъективно воспринимаемую звуковую картину, особенно при низких уровнях громкости. Во всех устройствах звуковоспроизведения предусмотрена возможность отключения регуляторов субъективной громкости, поскольку их использование иногда связано с определенными проблемами [11.7]:

- при данном положении регулятора заранее не известно, какой в действительности окажется субъективная громкость;
- реализованная в каждом конкретном звуковоспроизводящем устройстве частотно-зависимая характеристика регулировки громкости (по чисто экономическим причинам) является грубо аппроксимированной;
- нелинейная характеристика чувствительности слуха требует (теоретически) дополнительного сжатия сигнала, зависящего от уровня звука;

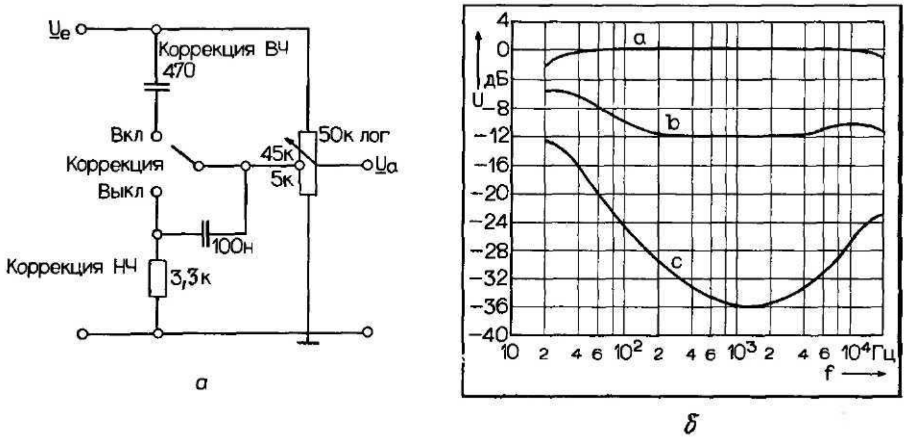


Рис. 11.1.1. Частотно-зависимый регулятор громкости по кривой громкости слуха (я), **АЧХ** при трех положениях регулятора: на максимальную, среднюю и минимальную громкости (*б*) [10.6].

- коррекция частотной характеристики осуществляется с помощью минимально-фазовых цепей, хотя до сих пор неясно, чувствителен ли слух человека к фазовым искажениям;
- многие музыкальные инструменты при исполнении на них громких и тихих пассажей издают звуки с разной тембральной окраской.

11.2. Регуляторы тембра

Простейшими регуляторами тембра являются комбинированные регуляторы нижних и верхних частот [11.1]. Схематически частотная характеристика регулятора тембра показана на рис. 11.2.1. На ней видно, что в области средних частот (около 1 кГц) передаточная функция остается неизменной, а на крайних частотах 20 Гц и 20 кГц ее можно регулировать в пределах +20 дБ. График передаточной функции *H* можно приближенно рассматривать как состоящий из нескольких участков, каждый из которых представляет собой характеристику независимого фильтра 1-го порядка с крутизной 6 дБ/окт. При симметричном подъеме и спаде передаточная функция фильтра

$$\underline{H}(p) = H_0 \frac{\alpha_T p\tau_{1T}}{(1-\alpha_T) + p\tau_{1T}} \cdot \frac{1 + \alpha_H p\tau_{1H}}{1 + (1-\alpha_H)p\tau_{1H}}. \qquad (11.2.1)$$

Переменный коэффициент a определяет вид реализуемой обработки спектра: при максимальном подъеме a = 1, без подъема или спада a = 0,5, при максимальном спаде a = 0. Теоретические зоны регулирования тембра на рис. 11.2.1 затемнены. В реальных схемах регулятора тембра области регулирования ограничиваются значениями коэффициента a

$$0 < \alpha_{\min} \leqslant \alpha \leqslant \alpha_{\max} < 1,$$

$$\alpha_{\max} = \frac{\Delta H}{1 + \Delta H}, \quad \alpha_{\min} = 1 - \alpha_{\max}. \qquad (11.2.2)$$

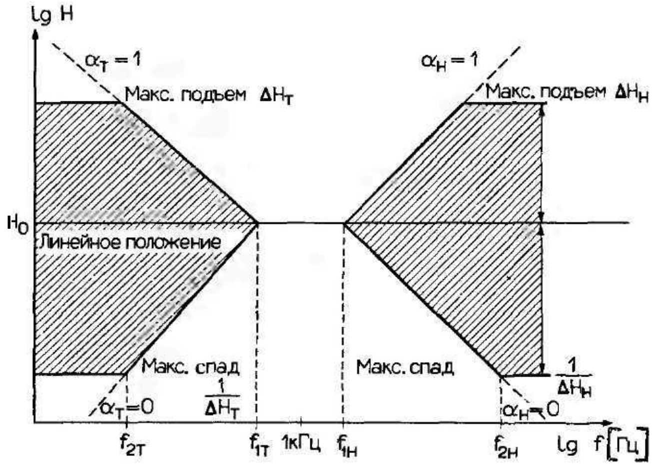


Рис. **11.2.1**. Диаграмма **Боде** регулятора тембра. Крутизна скатов фильтра $\leqslant 6$ дБ/окт.

11.2.1. Пассивные регуляторы тембра

Пассивные регуляторы тембра работают как частотно-зависимые делители напряжения, обладающие большим собственным затуханием. Граничные частоты регулирования показаны на диаграмме Боде (**рис. 11.2.1**).

Регулятор нижних частот (рис. 11.2.2, а)

$$\Delta H_{T,\max} \approx \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2},$$

максимальный подъем при

$$f_{1T} \approx \frac{1}{2\pi R_3 C_2}, \quad f_{2T} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_2}, \tag{11.2.3}$$

максимальный спад при

$$f_{1T} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \quad f_{2T} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_1},$$

равномерная область $\dfrac{R_{21}}{R_{22}} = \dfrac{C_2}{C_1}$, $H_0 = \dfrac{R_3}{R_1 + R_3} = \dfrac{R_{22}}{R_2}$.

Формулы справедливы при условии $R_2 \gg R_1 \gg R_3$ и симметричности характеристик коррекции. Потенциометр R_2 должен иметь логарифмическую характеристику регулирования, в среднем положении потенциометра отношение сопротивлений плеч делителя должно быть $R_{21} = 0{,}9R_2$ и $R_{22} = 0{,}1R_2$.

Регулятор верхних частот (рис. 11.2.2)

$$\Delta H_{H,\max} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \approx \frac{C_2}{C_1} \approx \frac{R_3}{R_1},$$

максимальный подъем при

$$f_{1H} \approx 1/2\pi R_3 C_2, \quad f_{2H} \approx 1/2\pi R_3 C_1, \tag{11.2.4}$$

максимальный спад при

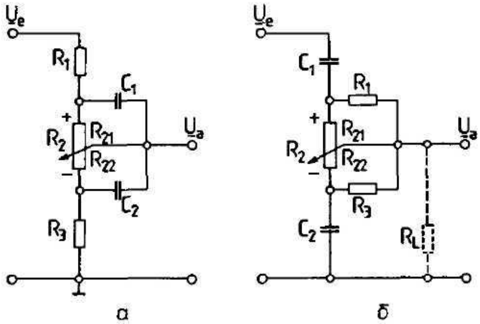


Рис. 11.2.2. Пассивные частотные корректоры нижних частот (о), верхних частот (б).

$$f_{1H} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \tag{11.2.4}$$

равномерная область $\dfrac{C_1}{C_2} = \dfrac{R_{21} \| R_1}{R_{22} \| R_3}$, $H_0 = \dfrac{C_1}{C_1 + C_2}$.

Формулы справедливы при условии $R_2 \gg R_1 \gg R_3$, потенциометр R_2 должен иметь логарифмическую характеристику регулирования, в среднем положении потенциометра отношение сопротивлений плеч должно быть $R_{21} = 0{,}9R_2$ и $R_{22} = 0{,}1R_2$.

Расчет регулятора с пределами регулирования +20 дБ

Регулятор тембра с пределами регулирования нижней и верхней областей +20 дБ реализуется по стандартной схеме ($\Delta H_{max} = 10$, при этом $R_2 = 10R_1 = 100R_3$). При одинаковых сопротивлениях R_2регуляторов нижних и верхних частот формулы 11.2.3 и 11.2.4 упрощаются (сопротивления R_2 подставляются в килоомах, частоты f_2 – в герпах):

$$R_{1T} = R_{1H} = 0{,}1R_2\ (\text{кОм}), \quad R_{3T} = R_{3H} = 0{,}01R_2\ (\text{кОм});$$

$$C_{1T} = \frac{159 \cdot 10^3}{f_{2T} \cdot R_2}(\text{нФ}), \quad C_{2T} = 10C_{1T}\ (\text{нФ}), \quad C_{1H} = \frac{159 \cdot 10^3}{f_{2T} \cdot R_2}(\text{нФ}), \quad C_{2H} = 10C_{1H}\ (\text{нФ}). \tag{11.2.5}$$

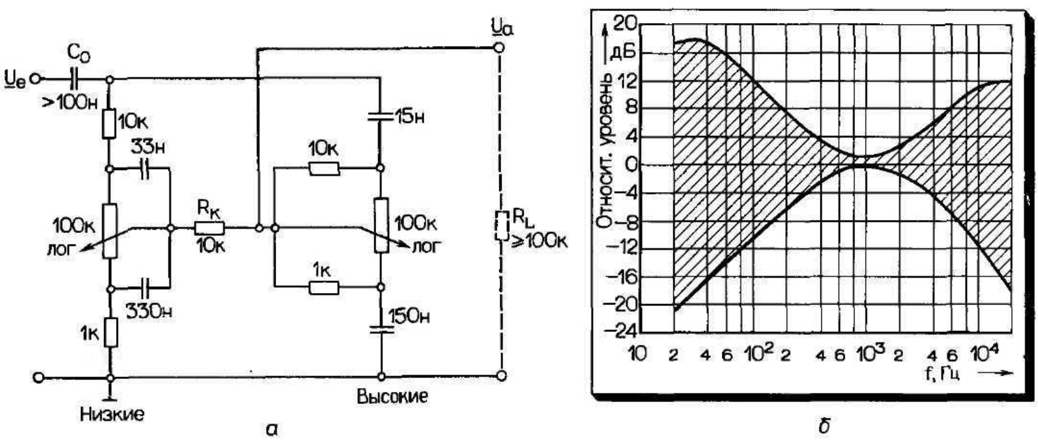


Рис. 11.2.3. Схема пассивного регулятора тембра (*а*), пределы регулирования АЧХ(б). Максимальное вводимое затухание —20 дБ [11.2, 11.3].

В этих формулах индекс «Т» относится к регулятору нижних частот, а индекс «*Н*»- верхних. Числовой пример: при $R_2 = 100$ кОм получаем $R_1 = 10$ кОм, $R_3 = 1$ кОм и $f_{2T} = 50$ Гц, при $f_{2H} = 10$ кГц получаем $C_{1T} = 31{,}7$ нФ, $C_{2T} = 318$ нФ и соответственно $C_{1H} = 15{,}9$ нФ, $C_{2H} — 159$ нФ. На практике полученные величины округляются до ближайших номиналов (33 нФ, 330 нФ, 15 нФ, 150 нФ). Полная схема регулятора тембра приведена на рис. 11.2.3. Включенный между потенциометрами резистор $R_K — R_2/10 = 10$ кОм является развязкой. Емкость C_0 служит развязкой по постоянному току. Нижняя граничная частота развязки

$$f_V = \frac{1}{2\pi C_0(R_{1T} + R_{2T} + R_{3T})} \approx \frac{1}{2\pi C_0 R_{2T}}. \qquad (11.2.5а)$$

При выбранных величинах сопротивления и $f_V \leqslant 15$ кГц требуемая емкость $C_0 \geqslant 0{,}1$ мкФ. Сопротивление нагрузки должно быть $|\underline{Z}_L| \geqslant R_2$.

11.2.2. Активные регуляторы тембра

Активные регуляторы тембра обычно строятся по инвертирующей схеме. Преимущества схемы (рис. 11.2.4):

- в нейтральном положении регулятора (равномерная передача во всей полосе частот) затухание равно 0 дБ, коэффициент усиления усилителя $v' = 1$ (а не ΔH_{max}), благодаря чему нелинейные искажения и шум снижаются; *
- низкоомный выход;
- возможность применения потенциометра с линейной характеристикой регулирования;
- симметричность областей подъема и спада частотной характеристики (при симметричной схеме).

В простейшем случае активный регулятор тембра может быть построен на одном транзисторе по схеме с общим эмиттером.

Регулятор нижних частот

Максимальные пределы регулирования (подъем/спад)

$$\Delta H_{T,max} = 1 + R_2/R_1,$$

$$f_{1T} = \frac{1}{2\pi (R_1 \| R_2) C_1}, \quad f_{2T} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}. \qquad (11.2.6)$$

При расчете частотной характеристики сопротивлением регулятора верхних частот R_K можно пренебречь, в области частот $f < f_2$ можно пренебречь емкостью C_1. Таким

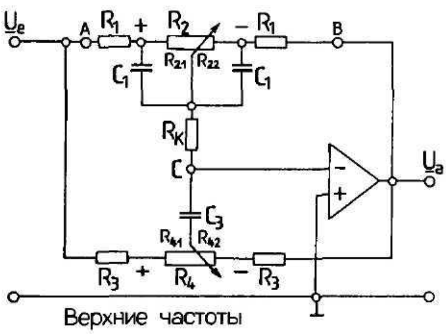


Рис. 11.2.4. Принципиальная схема симметричного активного регулятора тембра.

образом, AH и, следовательно, $1/\Delta H_T$ можно определить непосредственно по соотношению сопротивлений. Амплитудно-частотная характеристика регулятора тембра получается равномерной в среднем положении потенциометра, т.е. когда $R_{21} = R_{22} = 0{,}5\ R_2$. Поэтому здесь целесообразно использовать потенциометр с линейной характеристикой регулирования.

Регулятор верхних частот

Максимальные пределы регулирования (подъем/спад)

$$\Delta H_{H,\max} = \frac{(R_3 + R_4)(R_1 + 2R_K + R_3)}{R_3(R_1 + 2R_K + R_3 + R_4)} \approx 1 + \frac{R_1 + 2R_K}{R_3},$$

$$f_{1H} \approx \frac{1}{2\pi(R_1 + 2R_K + R_3)C_3}, \quad f_{2H} \approx \frac{1}{2\pi R_3 C_3}. \tag{11.2.7}$$

Здесь при расчете регулятора верхних частот нельзя пренебрегать низкочастотным регулятором. В рассматриваемой области частот конденсатор C_1 является шунтом для сопротивления R_2. Между клеммами *A, B* и *C* остаются соединенные в звезду сопротивления R_1 и R_K. Передаточная функция и величины ΔH_H, f_{1H}, f_{2H} рассчитываются для полученной цепи **звезда–треугольник**, включающей все эти элементы. Упомянутые упрощения справедливы при условии

$$R_4 \gg (R_3 + R_1 + 2R_K),$$

которое на практике всегда удовлетворяется.

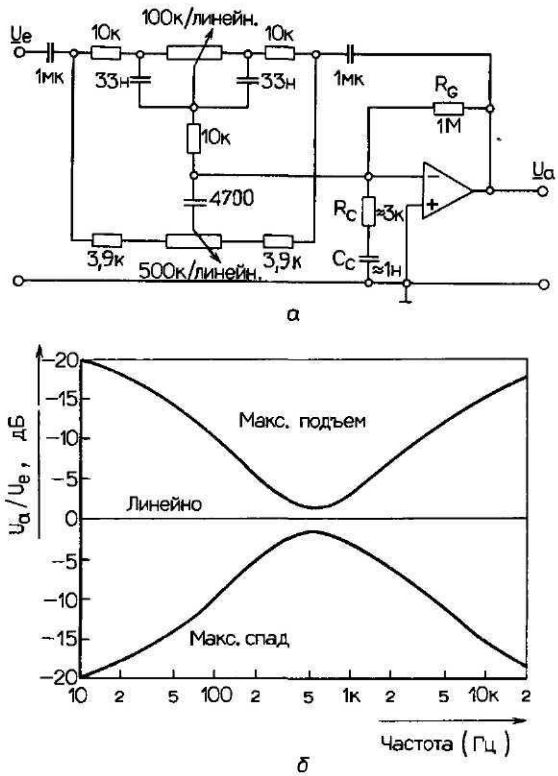


Рис. 11.2.5. Принципиальная схема активного регулятора тембра (*а*), АЧХ (*б*).

Расчет элементов схемы

При расчете элементов схемы задаются максимальными пределами регулирования в нижней и верхней частотных областях $\Delta H_T, \Delta H_H$ и одним из сопротивлений, например R_2. Затем на нижней рабочей частоте f_{2T} регулятора тембра рассчитываются C_1 иR_1 для регулятора нижних частот. По выбранному R_K (например. $R_K = R_1$) на верхней рабочей частоте f_{2H} рассчитываются R_3, C_3 и R_4 для регулятора верхних частот. Для надежной защиты сигнального входа и регулятора от перегрузок величины R_1 и R_3 следует выбирать большими, чем минимально допустимое сопротивление нагрузки Z_{min} (обычно для операционных усилителей $|Z_{min}| = 0{,}6...2$ кОм). С другой стороны, в целях уменьшения шума импеданс нагрузки следует выбирать как можно меньшим.

В случае когда максимальные пределы регулирования тембра не превышают 20 дБ *(АН —* **10),** расчет можно проводить по формулам

$$
\begin{aligned}
&R_1 = 0{,}11R_2\ (\text{кОм}), \quad C_1 = \frac{159 \cdot 10^3}{f_{2T} \cdot R_2}\ (\text{нФ}), \\
&R_K = R_1\ (\text{кОм}), \quad R_3 = 0.33R_1\ (\text{кОм}), \\
&C_3 = \frac{4{,}34 \cdot 10^6}{f_{2H} \cdot R_2} (\text{нФ}), \quad R_4 \geqslant 3{,}7R_2\ (\text{кОм})
\end{aligned}
\qquad (11.2.8)
$$

(значения R_2подставляются в килоомах, а частоты f_2 – в герцах). Числовой пример: при $R_2 = 100$ кОм, $f_{2T} = 50$ Гц и $f_{2H} = 10$ кГц получаем $R_1 = 11$ кОм, С, = 31.8 нФ. $R_K = 11$ кОм, $R_3 = 3{,}66$ кОм, $C_3 = 4{,}34$ нФ и $R_4 = 370$ кОм. Для практической реализации схемы можно использовать близкие по номиналу стандартизованные элементы (рис. 11.2.5).

Для защиты регулятора нижнечастотной области от постоянного тока в его пепь целесообразно включить потенциометр. Рабочая точка устанавливается с помощью дополнительного сопротивления в цепи обратной связи $R_G \geqslant 10R_2$. Для предотвращения самовозбуждения при полностью введенном регуляторе ВЧ в цепь включается компенсирующее звено $R_C - C_C$.

11.3. Эквалайзеры (многополосные регуляторы тембра)

Регулирование АЧХ усилителя в отдельных участках частотного диапазона осуществляется с помощью эквалайзеров, которые преимущественно представляют собой регулируемые полосовые фильтры 2-го порядка («корректор Боде» на рис. 11.3.1). Передаточная функция корректора

$$
\underline{H}(p) = H_0 \frac{\omega_0^2 + p\frac{\omega_0}{Q}\alpha + p^2}{\omega_0^2 + p\frac{\omega_0}{Q}(1-\alpha) + p^2},
\qquad (11.3.1)
$$

$$
\alpha_{max} = \frac{\Delta H}{1 + \Delta H}, \quad \alpha_{min} = 1 - \alpha_{max}.
$$

Здесь H_0 - постоянное основное усиление, а определяет величину подъема или спада характеристики на центральной частоте $f_0 = \omega_0/2\pi$. Добротность Q определяет избирательность фильтра. Она связана с шириной пропускания фильтра Δf на уровне – 3 дБ зависимостью $Q = f_0/\Delta f$. Классификация и углубленный анализ схемы приведены в [11.13].

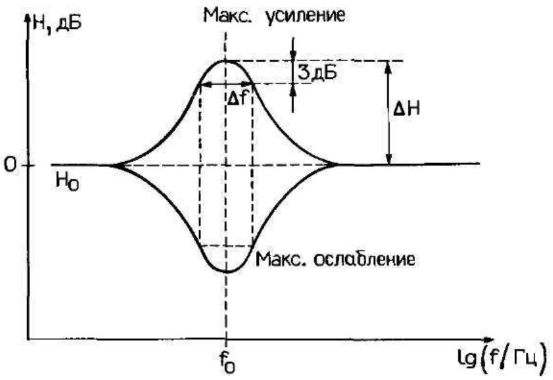


Рис. 11.3.1. АЧХ эквалайзера 2-го порядка.

11.3.1. Эквалайзер с постоянной шириной полосы частот

Эквалайзеры с постоянной шириной полосы частот могут реализовываться, например, как «октавные фильтры» (центральные частоты полос разнесены на одну октаву) или как «третьоктавные фильтры» (центральные частоты полос разнесены на 1/3 октавы – терцию).

Для расчета параметров эквалайзера ω_0 и Q задаются количеством N-частотных полос обработки, верхней и нижней граничными частотами (f_{max}) и (f_{min})[11.8]. Точные значения центральных частот полос $f_{0,i}$ рассчитываются по формуле

$$f_{0,i} = \left[(f_{max})^{\frac{2i-1}{2N}}\right]\left[(f_{min})^{\frac{2(N-i)+1}{2N}}\right]; \quad i = 1,\ 2,\ \ldots,\ N. \qquad (11.3.2)$$

Центральная (среднегеометрическая) частота

$$f_{0,m} = \sqrt{f_{max} \cdot f_{min}}\,.$$

Шаговый коэффициент (шаг разноса центральных частот)

$$K = \left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^{1/N} = \frac{f_{0,i+1}}{f_{0,i}}.$$

На практике в качестве центральной $f_{0,m}$ частоты выбирают 1 кГц, а шаговый коэффициент $K = 2^{1/M}$, где M - количество частотных полос на октаву. Например, для третьоктавного эквалайзера шаговый коэффициент $K — 2^{1/3}$ = 1,26, для октавного эквалайзера $K = 2^{1/1} = 2$. Добротность Q при максимальном подъеме или спаде АЧХ следует выбирать из условия

$$Q = \frac{\sqrt{K}}{K-1}.$$

Для третьоктавных фильтров Q = 4,32 (K = 1,26) и для октавных Q = 1,41 *(K = 2).*

Эквалайзер с фиксированной добротностью Q (рис. 11.3.2)

Центральная частота

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad H_0 = -1,$$

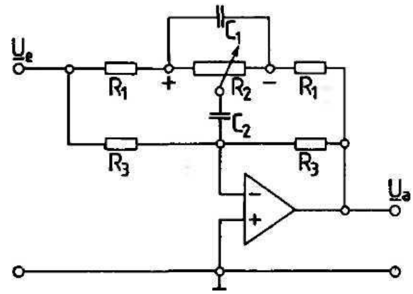


Рис. 11.3.2. Схема эквалайзера с добротностью 6 = 1 .

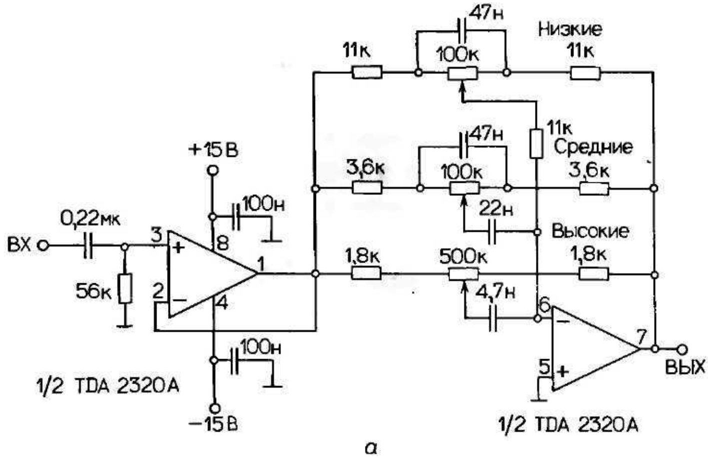
максимальный подъем или спад

$$\Delta H_{\max} = \frac{2R_1R_2C_1 + R_3C_2(R_1 + R_2)}{2R_1R_2C_1 + R_1C_2(R_2 + R_3)}, \qquad R_3 \gg R_1, \tag{11.3.3}$$

добротность

$$Q = \omega_0 \frac{R_2R_3C_1C_2}{2R_2C_1 + (R_1 + R_2 + R_3)C_2}.$$

Для октавных фильтров можно допустить $C_1 = 10C_2$ и $R_3 = 10R_2$, после чего формулы для расчета элементов схемы упрощаются



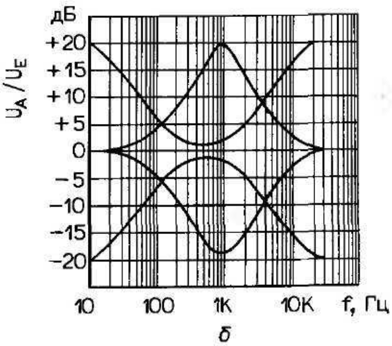


Рис. 11.3.3. Эквалайзер как фильтр «эффекта присутствия», объединснный с регулятором тембра *(а)*, АЧХ *(б)* [11.11].

$$C_2 = \frac{1}{20\pi f_0 R_2}\sqrt{3\Delta H - 1}, \quad C_1 = 10C_2,$$

$$R_1 = \frac{3R_2}{\Delta H - 1}, \quad R_3 = 10R_2, \tag{11.3.4}$$

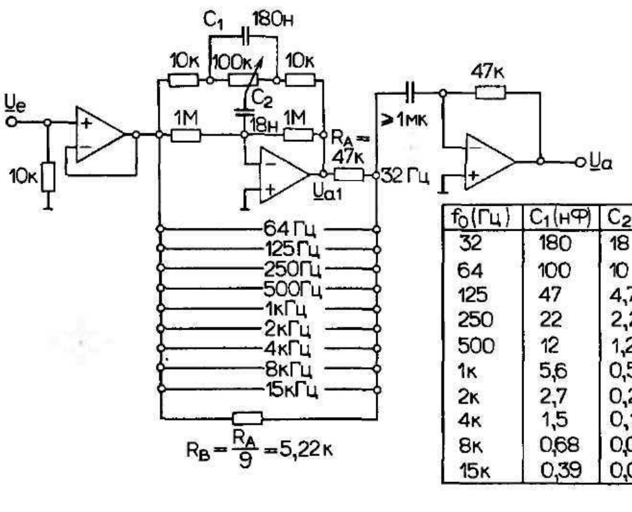
$$Q = \sqrt{\frac{3\Delta H - 1}{9,6}},$$

причем R_2 выбирается произвольно. Максимальный подъем *АН* и добротность Q связаны между собой той же зависимостью, что и выше. Таким образом, например, при Д#=3,1 (10 дБ) Q = 0,92, при ΔH = 10 (20 дБ) Q = 1,74. Следовательно, для октавного эквалайзера благоприятен максимальный подъем *АН* в пределах 3...5. Недостатком схемы является высокий импеданс R_3 на входе усилителя на частотах ниже центральной f_0.

В качестве примера на рис. 11.3.3 приведена схема эквалайзера, используемого в качестве регулятора тембра (ВЧ–НЧ) в сочетании с фильтром «эффекта присутствия».

Эквалайзер с параллельными цепями

На рис. 11.3.4 показана схема 10-полосного эквалайзера, состоящего из фильтров, показанных на рис. 11.3.2. Входной согласующий усилитель нагружен на сопротивление R_1/N= 10 кОм/10 = 1 кОм (N – число фильтров). Это сопротивление является минимальным для эквалайзера; другой способ решения схемы входа эквалайзера состоит в том, что вход делается раздельным, для чего используются несколько согласующих усилителей. Общий для всех фильтров выходной сигнал получается на сумматоре. Результирующее усиление эквалайзера регулируется путем вычитания входных сигналов на $R_B = R_A/(N - 1)$, т. е. происходит компенсация основного усиления v = 1 каждого отдельного фильтра. Удовлетворяя этому требованию, можно добиться того, что на краях полосы пропускания форма частотной характеристики будет выдерживаться точно. Недостаток схемы состоит в том, что на выходе суммируется шум всех полосовых фильтров. Увеличение шума в линейном режиме (т.е. когда коррекция не введена) составляет $U_G \cdot a \cdot \sqrt{N} \cdot U_K$, что равносильно последовательному включению эквалайзеров.



f_0(Гц)	C_1(нФ)	C_2(нФ)
32	180	18
64	100	10
125	47	4,7
250	22	2,2
500	12	1,2
1к	5,6	0,56
2к	2,7	0,27
4к	1,5	0,15
8к	0,68	0,068
15к	0,39	0,039

Рис. 11.3.4. 10-полосный октавный эквалайзер [11.12].

11.3.2. Эквалайзер с регулируемой полосой коррекции

Третьоктавные и параметрические эквалайзеры требуют более широких полос коррекции, чем допускают схемы, описанные в разд. 11.3.1. (Параметрические эквалайзеры отличаются тем, что центральные частоты полос коррекции и их добротность могут свободно регулироваться.)

Хорошие результаты дают схемы эквалайзеров с активной (омической) отрицательной ОС и управляемой положительной ОС, обладающей свойствами полосового фильтра (рис. 11.3.5, а). Это схема инвертирующего эквалайзера с $H_0 = -1$. Более простой вариант схемы на рис. 11.3.5, *б* обеспечивает добротность $Q < AH/2$. Используя в схеме активный полосовой фильтр 2-го порядка (рис. 11.3.5, в), можно получать любые добротности (типичные величины $Q \leqslant 20$). Параметрический эквалайзер реализуется при использовании управляемого полосового фильтра с регулируемой добротностью. В качестве примера схема такого эквалайзера показана на рис. 11.3.5, г.

Требуемая характеристика полосового фильтра

Передаточная функция МНОГОПОЛОСНОГО эквалайзера $H(p)$ на частоте максимального подъема и требуемая для нее добротность $G(p)$ связаны между собой зависимостью

$$\underline{H}(p) = \frac{-1}{1 - \frac{1+2k}{k} \cdot \underline{G}(p)} \quad \text{(рис. 11.5, } a, \ б\text{)}, \tag{11.3.5}$$

$$\underline{H}(p) = 1 + 2\underline{G}(p) \quad \text{(рис. 11.3.5, } в, \ г\text{)}.$$

Для хорошего совпадения частотных характеристик должно удовлетворяться условие $R_0 < |Z_{BP}|$ (входное сопротивление меньше импеданса фильтра). Центральная частота ω_0, добротность Q и максимальный подъем AH частотной характеристики эквалайзера определяются соответствующими параметрами полосового фильтра, для которых справедливы соотношения

$$\omega_{0,BP} = \omega_0; \quad Q_{BP} = \frac{Q}{k}; \quad H_{0,BP} = |H_{BP}(\omega_0)| = \frac{(\Delta H - 1)k}{1+2k}. \tag{11.3.6}$$

Для схемы на рис. 11.3.5, *в* $k \to \infty$.

Пассивный полосовой фильтр

В частном случае схемы на рис. 11.3.5, *б*, когда можно пренебречь величиной kR (т.е. когда $\kappa \to \infty$) и считать $C_1 = C_2 = C$, формула для расчета максимального подъема частотной характеристики упрощается:

$$\Delta H = 1 + 2Q^2, \quad Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}, \quad \omega_0 = \frac{Q}{R_2 C}. \tag{11.3.7}$$

Активный полосовой фильтр

Элементы фильтра на рис. 11.3.5, *в* после произвольного выбора R_3 и при $C_1 = C_2 = С$ рассчитываются по формулам

$$R_1 = \frac{Q_{BP}}{2H_{0,BP}} \cdot R_3, \quad C_1 = C_2 = C = \frac{2Q_{BP}}{\omega_0 R_3}, \tag{11.3.8}$$

$$R_2 = \frac{1}{(2Q_{BP} - 1)\omega_0 C_1}.$$

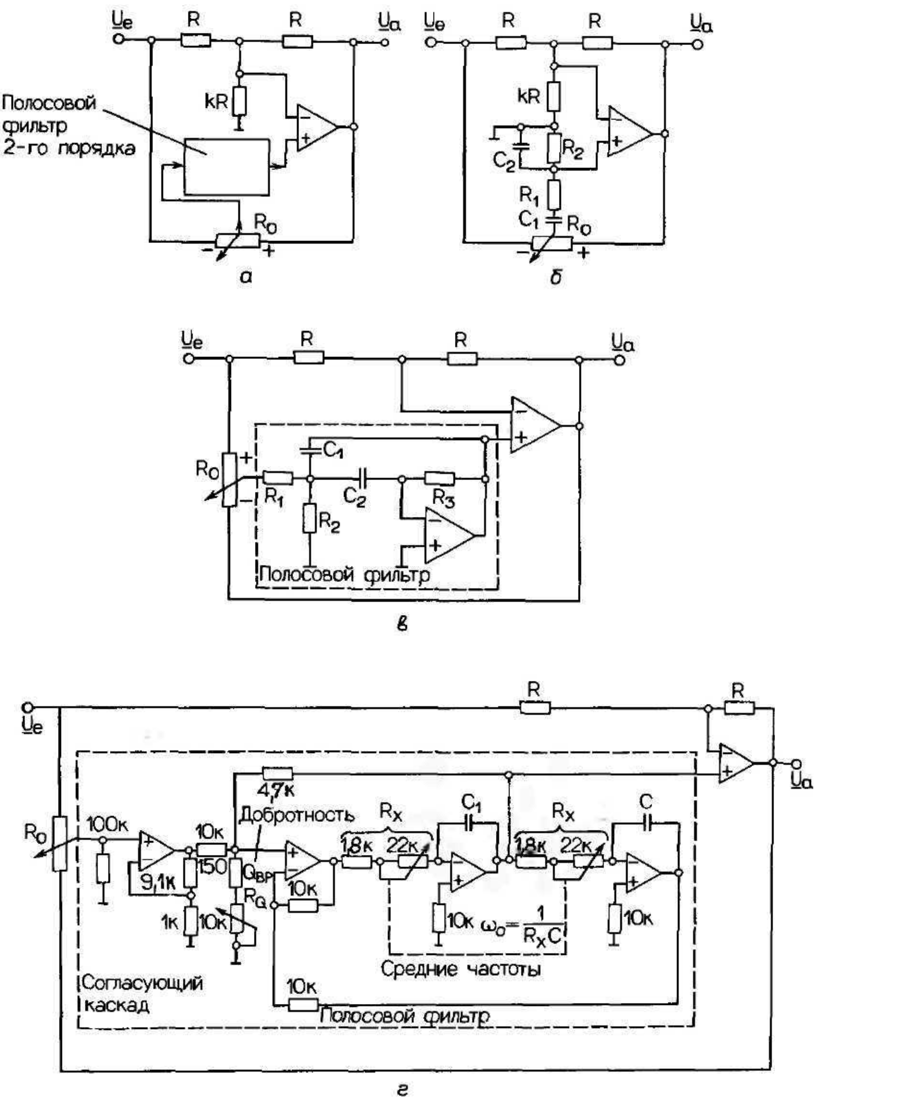


Рис. 11.3.5. Схемы эквалайзеров: с полосовым фильтром в цепи ОС(*а*), для небольших ($Q \leqslant$ $\leqslant AH/2$) добротностей (*б*), для любых добротностей Q(*в*), с управляемым полосовым фильтром (г).

Вариант последовательного включения эквалайзеров

Несколько эквалайзеров можно соединять последовательно или параллельно, образуя систему с одним суммирующим усилителем и компенсирующим сопротивлением $R_{\text{в}}$, как показано на рис. 11.3.4 и 11.3.5. Один из вариантов соединения эквалайзеров показан на рис. 11.3.6. Такая схема позволяет получить весьма желаемую на практике частотную характеристику с симметричными областями подъема и спада. Система состоит из нескольких полосовых фильтров (рис. 11.3.5, в, *г)* [11.14], соединенных параллельно между собой. Шум полосовых фильтров подавляется в среднем положении потенциометра. Коэффициент усиления в линейном режиме ($H_0 = 1$) уста-

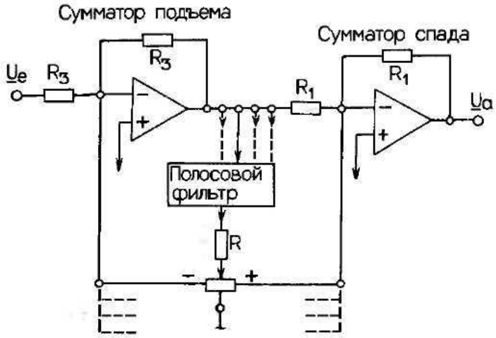


Рис. 11.3.6. Многополосный эквалайзер с параллельно подключаемыми цепями коррекции **(усиление/ослабление) [11.14].**

навливается подбором сопротивлений R_1 и R_3. Максимальный подъем частотной характеристики AH обеспечивается благодаря суммированию сигналов на выходах полосовых фильтров

$$\Delta H = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot H_{\mathrm{BP,max}}\right). \qquad (11.3.8a)$$

11.3.3. Эквалайзер с *R-L-C* режекторным фильтром

Еще один класс корректоров образуют эквалайзеры с режекторными (заграждающими) фильтрами, образованными последовательными резонансными контурами $R = L{=}C$ (рис. 11.3.7). Когда потенциометр R_1 находится в одном из крайних положений, на работу схемы никакого влияния он не оказывает. В положении потенциометра «+» схема работает как неинвертирующий усилитель. В положении «—» операционный усилитель работает как повторитель напряжения, и сопротивления на входе R и Z образуют пассивный делитель напряжения:

$$\underline{H}(p) = \frac{\alpha R + \alpha(1-\alpha) R_1 + \underline{Z}}{(1-\alpha) R + \alpha(1-\alpha) R_1 + \underline{Z}}. \qquad (11.3.9)$$

При параллельном включении потенциометров R_1 в многополосных эквалайзерах их взаимное влияние оказывается очень сильным, особенно в крайних положениях потенциометров. Избавиться от этого влияния, т. е. обеспечить развязку фильтров можно, если для каждой частотной полосы использовать отдельный корректор с заграждающим фильтром (рис. **11.3.7).** При этом сигналы всех эквалайзеров суммируются на общем выходе:

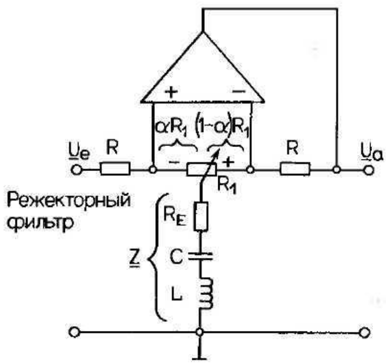


Рис. 11.3.7. Эквалайзер с *RLC*-режекторным фильтром.

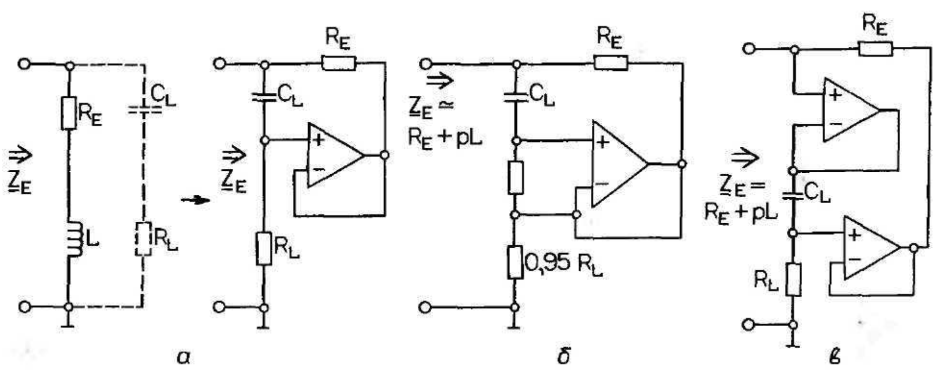


Рис. 11.3.8. Гираторы: принципиальная схема (о), схемы с улучшенными свойствами на верхних частотах (б, в).

при максимальном подъеме

$$\underline{H}_{\max}(p) = \frac{R + \underline{Z}}{\underline{Z}};$$

при максимальном спаде

$$\underline{H}_{\min}(p) = \frac{\underline{Z}}{R + \underline{Z}}; \tag{11.3.10}$$

где $\underline{Z}(p) = \dfrac{1 + pR_EC + p^2LC}{pC}$.

Элементы схемы каждого эквалайзера рассчитываются по центральным частотам полос $\omega_0 = 2\pi f_0$, добротности Q и максимальному подъему характеристики AH (сопротивление R выбирается свободно) по формулам

$$R_E = \frac{R}{\Delta H - 1}, \quad C = \frac{\Delta H - 1}{\omega_0 QR}, \quad L = \frac{Q}{\omega_0} R_E, \quad R_1 \leqslant \frac{R}{2}. \tag{11.3.11}$$

Недостаток схемы состоит в том, что добротность фильтров Q зависит от положения потенциометра R_1.

Имитация индуктивностей

Для того чтобы при реализации эквалайзеров не использовать неудобные катушки индуктивности, их имитируют электронными средствами (так называемые «гираторы»). Схема искусственной индуктивности приведена на рис. 11.3.8. *а*. (R_E–последовательное сопротивление). Для схемы справедливо:

$$\underline{Z}_E(p) \simeq R_E + pR_ER_LC_L, \quad L = R_ER_LC_L. \tag{11.3.12}$$

Операционный усилитель должен обладать достаточно высокой частотой единичного усиления f_T и устойчивостью при всех коэффициентах до $v' = 1$. Оптимальные элементы схемы: $R_E = 1$ кОм, $C_L = 470$ пФ, $R_L \gg R_E$. Когда имитируются индуктивности меньше 20 мГн, на работе схемы начинает сказываться последовательная $R_L - C_L$ цепь. Избавиться от этого неприятного эффекта позволяют варианты схемы на рис. 11.3.8, *б*, *в*. Существуют и другие способы электронной имитации индуктивностей.

11.4. Фильтры подавления НЧ-помех

Для ослабления низкочастотных помех («гул», «рокот» при воспроизведении грампластинок, акустические помехи, шум кондиционеров и др.) используются фильтры ВЧ с крутым скатом характеристики пропускания. Соответственно высокочастотные шумы подавляются с помощью фильтров НЧ. Обычно в этих целях используют фильтры Баттерворта (максимальная равномерность АЧХ) и фильтры Бесселя (равномерная частотная характеристика групповой скорости). Они отличаются только добротностью резонансных контуров Q_i и частотами полюсов f_i элементарных фильтров. Поэтому схемы их практически одинаковы, различия могут быть лишь по величинам емкостей и сопротивлений. Весьма эффективными являются активные фильтры фирмы Sallen & Kelly, схемы которых показаны на рис. 11.4.1, а, *б.*

На рис. 11.4.1 приведена таблица нормированных емкостей фильтров 2-го и 3-го порядка. Для каждого конкретного случая емкости C_i и сопротивления R_i рассчитываются по заданной частоте f_0 и выбранной величине R по формулам:
для фильтра НЧ

$$C_i = \frac{c_i}{2\pi f_0 R}, \qquad (11.4.1)$$

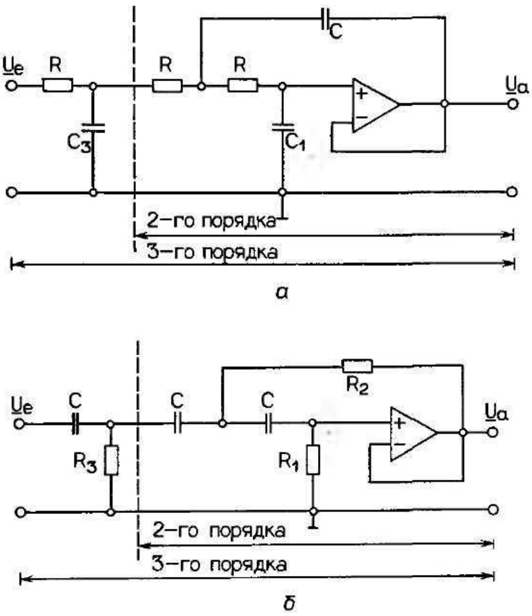


Рис. 11.4.1. Фильтры фирмы Sallen & Kelly. Фильтры НЧ и ВЧ (*а*, *б*), нормированные номиналы элементов схем (в).

Порядок	Функция Бесселя			Фильтр Баттерворта		
№	C_1	C_2	C_3	c_1	C_2	C_3
2	0,500	0,667		0,707	1,414	
3	0,813	0,145	0,565	3,549	0,202	1,393

в)

для фильтра ВЧ

$$R_i = \frac{1}{2\pi f_0 C_{Ci}}.$$

11.5. Изменение пространственного впечатления

Существуют устройства, позволяющие изменять субъективное восприятие звуковых картин. К ним относятся, например, устройства, предназначенные для улучшения пространственного впечатления (электронное расширение стереофонической базы), создания впечатления о локализации кажущихся источников звука за ее пределами (эффект «сверхбазы»). Технически эти эффекты достигаются путем фильтрации и микширования (матрицирования) сигналов первичных источников звука левого L и правого R стереоканалов, получения суммарных и разностных, других дополнительных сигналов, которые соответствующим образом распределяются по громкоговорителям (например, при создании псевдостереофонических эффектов «кругового звука» и др.). При этом искусственно полученные дополнительные сигналы L' и R' могут воспроизводиться как вместе с первичными стереосигналами L и R, так и самостоятельно в качестве основных (при расширении стереобазы). .

11.5.1. Расширение стереофонической базы

Эффект расширения стереобазы целесообразно создавать для стереофонических систем воспроизведения с близко расположенными парами громкоговорителей. Это, в частности, кассетные и переносные магнитофоны, радиоприемники и магнитолы со встроенными громкоговорителями и даже телевизоры со стереозвуковым сопровождением. Малое расстояние между встроенными громкоговорителями без специальных мер не позволяет вызвать у слушателя хоть сколько-нибудь заметный эффект пространственности звучания.

Эффект расширения стереобазы (ширины стереофонической звуковой картины) достигается электрически путем перекрестного сложения отфильтрованных сигналов левого и правого каналов, благодаря чему ослабляется сигнал середины (подчеркивающий эффект монозвучания) (рис. 11.5.1). Получаемые при этом новые стереосигналы:

левого канала

$$L' = L - H(p) \cdot kR,$$

правого канала

$$R' = R - H(p) \cdot kL. \qquad (11.5.1)$$

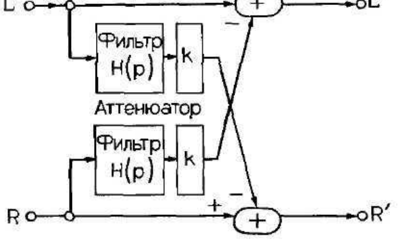


Рис. 11.5.1. Структурная схема расширителя стереобазы.

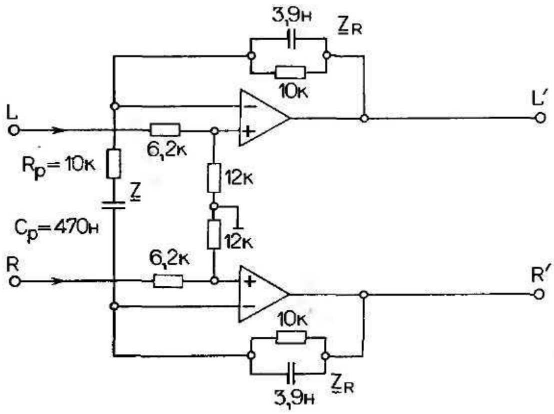


Рис. 11.5.2. Принципиальная схема расширителя стереобазы [11.15].

Коэффициент ослабления $к$ сигнала середины всегда меньше 1 (обычно $к = 0{,}6$). Это делается для того, чтобы исключить возможность его полной компенсации. Степень расширения стереобазы в зависимости от частоты излучаемых громкоговорителями сигналов может регулироваться с помощью фильтра (с передаточной функцией $H(p)$, граничная частота фильтра f_g обычно выбирается выше 300 Гц). При расчете фильтра крайне важно учитывать различие свойств передачи монофонических и стереофонических сигналов (т.е. результирующую АЧХ). Если, например, фильтр с функцией $H(p)$ – режекторный фильтр ВЧ, то моносигналы с частотой выше граничной будут ослаблены на $20\log(1 - k)$ дБ. Принципиальная схема расширителя стереобазы показана на рис. 11.5.2. Операционные усилители работают в режиме вычитания сигналов, при этом коэффициент перекрестного проникания сигналов из канала в канал — $H_ü$ изменяется в зависимости от импеданса Z_r по закону полосового фильтра

$$\underline{H}_ü(p) = \frac{-\underline{Z}_R}{\underline{Z}_R + \underline{Z}_P} = \frac{-pR_PC_P}{1 + p(R_RC_P + R_RC_R + R_PC_P + p^2R_RC_RR_PC_P}. \qquad (11.5.2)$$

11.5.2. Псевдостереофонический эффект

Из монофонических сигналов (случай, когда левый L, правый R и сигнал середины M равны между собой) можно искусственно сформировать псевдостереофонические сигналы. Для этого сигналы в обоих каналах определенным образом сдвигаются по

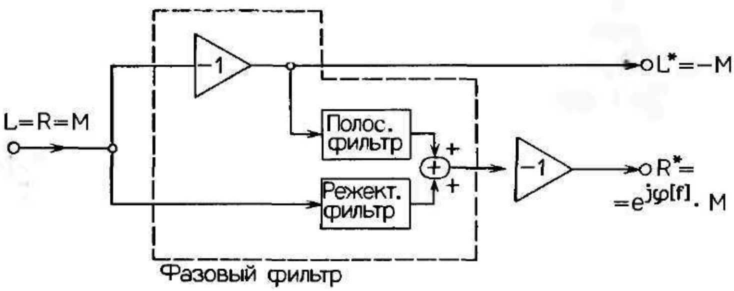


Рис. 11.5.3. Структурная схема устройства для реализации псевдостереофонического эффекта.

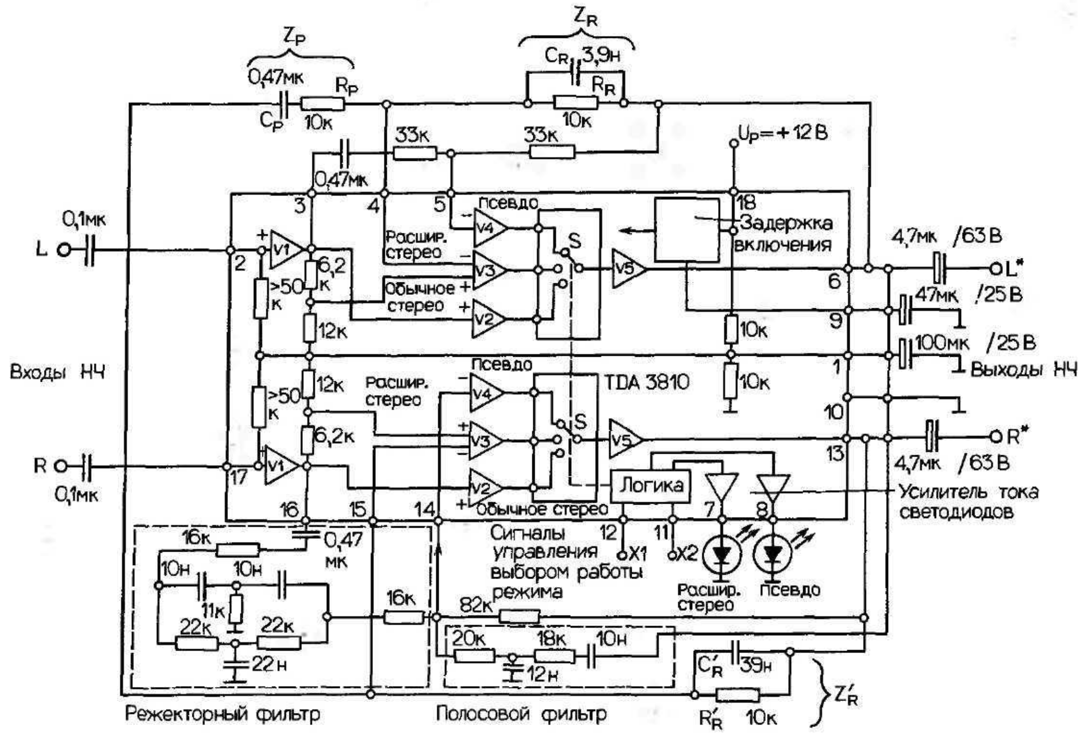


Рис. 11.5.4. Принципиальная электрическая схема расширителя стереобазы и формирователя эффекта псевдостереофонии на ИС TDA 3810 [11.15].

фазе. Поскольку при этом АЧХ каналов должны остаться неизменными, то в качестве фазосдвигающих элементов используются фазовые (всепропускающие) фильтры. Получаемые при этом сигналы

$$L' = e^{j\varphi_1(\omega)} \cdot M,$$
$$R' = e^{j\varphi_2(\omega)} \cdot M. \tag{11.5.3}$$

Структурная схема создания псевдостереофонического эффекта показана на рис. 11.5.3. Фазовый фильтр 2-го порядка здесь состоит из полосового и режекторного фильтров, выходные сигналы которых суммируются. Принципиальная электрическая схема формирователя псевдостереофонического эффекта показана на рис. 11.5.4. Полосовой фильтр здесь включен в состав ВЧ/НЧ каскада, а режекторный фильтр реализован на сдвоенных Т-образных звеньях между выходными клеммами [11.15].

12. Электронные переключатели и регуляторы громкости

Электронные интегральные переключатели и регуляторы обладают целым рядом практических преимуществ. К ним относятся:

- отсутствие механически изнашиваемых деталей;
- отсутствие монтажных проводов, подверженных внешним паразитным наводкам;
- относительная простота устройств дистанционного управления;
- более свободный выбор схем реализации.

Недостатками систем электронной коммутации и регулирования являются:

- конечная величина нагрузочных сопротивлений (30.. .1000 Ом), зависящих от динамического диапазона управляющих сигналов;
- невозможность полного подавления переходных процессов коммутации из-за влияния емкостей монтажа;
- собственный шум коммутирующих и управляющих устройств;
- переходные помехи из цепей управления в сигнальные цепи.

Электронные коммутаторы и регуляторы с аналоговым или цифровым управлением позволяют плавно изменять свою передаточную функцию. В качестве управляемых элементов могут использоваться:

- биполярные транзисторы;
- полевые транзисторы;
- управляемые усилители/аттенюаторы, аналоговые умножители, логические схемы;
- умножающие цифро-аналоговые преобразователи.

В отдельных случаях применяются релейные коммутаторы, способные работать на низкоомные нагрузки и обеспечивающие большое сопротивление изоляции в выключенном состоянии.

12.1. Переключатели на биполярных транзисторах

Биполярные транзисторы в качестве коммутирующих элементов удобны благодаря своей вольт-амперной характеристике ($U_{CE} - I_C$). Вблизи нулевой точки характеристики транзистор при малых напряжениях перехода коллектор–эмиттер ($\Delta U_{CE} \leqslant 50$ мВ) представляет собой короткозамкнутый переключатель (рис. 12.1.1). Максимальное напряжение сигнала (перехода коллектор-эмиттер) должно быть меньше напряжения насыщения этой же цепи $U_{CE.S}$.

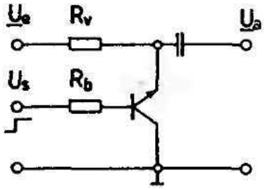


Рис. 12.1.1. Транзисторный ключ в инверсном режиме (принципиальная схема на *npn*-транзисторе).

Предпочтительным здесь является инверсный режим, так как напряжение смещения коллектор - эмиттер (1...3 мВ) значительно меньше, чем в нормальном режиме (10.. .25 мВ). Для того чтобы по возможности снизить шум диодного перехода, следует применять малошумящие транзисторы и на базу подавать сигнал от источника с низким выходным сопротивлением.

Из-за небольшого допустимого динамического диапазона входных сигналов и напряжения смещения применение биполярных транзисторов в качестве коммутирующих элементов весьма ограничено. Один из примеров применения показан на рис. 10.4.2. Поскольку один из переключателей всегда замкнут, то в точке суммирования напряжение U_{EC} не может быть больше входного напряжения (напряжение от звукоснимателя), измеряемого милливольтами.

12.1.1. Плавные аттенюаторы

Схема на рис. 12.1.1 может служить плавным аттенюатором. Для этого необходимо, чтобы плавно изменялось постоянное управляющее напряжение перехода база - эмиттер в окрестности излома характеристики (для кремниевых транзисторов около 0,65 В). Подобные схемы используются, например, в схемах АРУ. В такой схеме транзистор работает как управляемый резистор в плече делителя напряжения. Управляющий сигнал выделяется детектированием полезного сигнала (обычно детектируется выходной сигнал U_a, т.е. происходит как бы обратное регулирование). Схеме свойственны значительные нелинейные искажения, поэтому она используется в устройствах невысокого класса качества.

12.2. Переключатели на полевых транзисторах

При напряжениях сток-исток U_{DS}, меньших напряжения в точке излома характеристики ($U_{DS} < U_K$), полевой транзистор ведет себя как нелинейный резистор, сопротивление которого r_{DS} можно изменять, варьируя напряжение перехода затвор-исток (U_{GS}):

$$r_{DS} = \frac{U_p^2}{2I_{DSS}\,|U_{GS} - U_{DS} - U_p|} \simeq \frac{U_p^2}{2I_{DSS}\,|U_{GS} - U_p|}. \qquad (12.2.1)$$

Это сопротивление становится минимальным при $U_{GS} = 0$, когда $r_{DS\,0} = 1/g_m$ x x ($r_{DS} = 50$ Ом...1 кОм).

Эквивалентные схемы замещения ключевых каскадов на полевых транзисторах в малосигнальном режиме показаны на рис. 12.2.1. На частотах выше звукового диапазона величина импеданса $\underline{Z}_{DS}$ в разомкнутом состоянии ограничивается емкостью перехода сток - исток. C_{DS}; в последовательных выключателях затухание запирания спадает почти пропорционально частоте. Выбросы напряжений при коммутации проникают через емкости C_{GD} и C_{GS} в сигнальные цепи. Для того чтобы снизить эти помехи, амплитуда напряжения U_S должна быть как можно меньшей. Кроме того, следует также ограничить скорость нарастания U_S (фильтр НЧ на RC) и по возможности уменьшать импеданс R в сигнальной цепи.

Минимальная величина сопротивления $R \gg r_{DS\,\text{вх}}$ определяется по допустимым нелинейным искажениям K (в процентах)

$$R \geqslant \frac{50 \cdot \Delta r_{DS}'}{K}, \qquad (12.2.2)$$

где Δr_{DS} - изменения r_{DS} в рассматриваемом динамическом диапазоне.

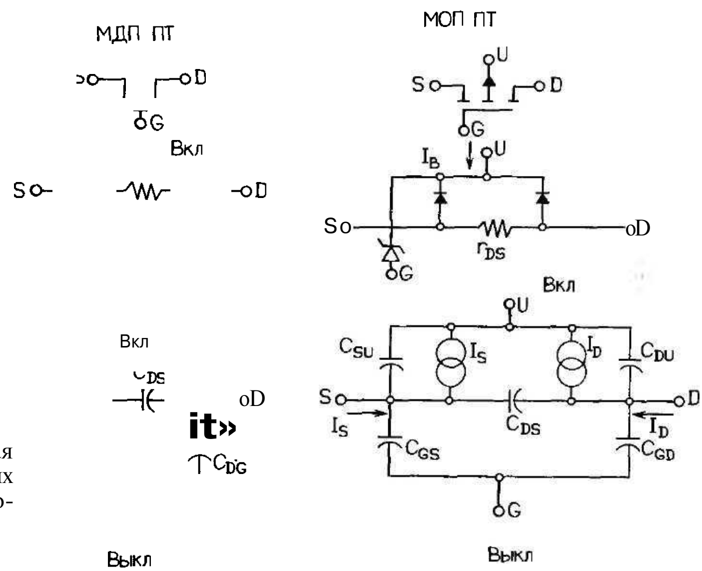


Рис. 12.2.1. Малосигнальная эквивалентная схема ключевых каскадов на полевых транзисторах [12.12].

Использование оптополевых транзисторов позволяет создавать дистанционно-управляемые аттенюаторы с гальванически развязанными цепями (исключаются «фоновые» петли) и переменные резисторы.

12.3. Пассивные делители напряжения

Хорошим коммутатором на биполярных и полевых транзисторах считается такой, который работает при малых напряжениях сигнала и проходное сопротивление которого мало влияет на его свойства. Поскольку напряжение в точке перегиба характеристики полевых транзисторов $U_K = | U_P |$ значительно больше, чем температурное напряжение биполярных транзисторов U_T, то у первых соответственно больше и линейный динамический диапазон напряжений U_{DS} (сток–исток) и их можно использовать в качестве параллельных и последовательных выключателей (рис. 12.3.1). Коэффициент квадратичных нелинейных искажений (измеряемый в процентах) для схемы на рис. 12.3.1, *б*

$$K = \frac{100(R/r_{DS,0})}{4|U_P|(1 + R/r_{DS})^2} \cdot U_o \qquad (12.3.1)$$

Линейный участок характеристики передачи значительно расширяется, если на управляющее напряжение затвора U_a накладывается половина напряжения сток-исток U_{DS} ($R_1 \sim R_2 \gg R$ на рис. 12.3.1, *в*).

На рис. 12.3.1, *г* [12.13] показана схема для линейного регулирования проводимости в зависимости от U_{ST}. Для нее справедливо

$$g = \beta(U_H - U_{ST}). \qquad (12.3.2)$$

В этой схеме исток должен быть заземлен ($U_{DS} = 0$). Примером применения могут служить инвертирующие схемы.

В последовательных выключателях целесообразно использовать полевые МОП-транзисторы. Они отпираются, когда управляющее напряжение превышает напряжение питания в отсутствие тока в цепи затвора (что отличает их от полевых

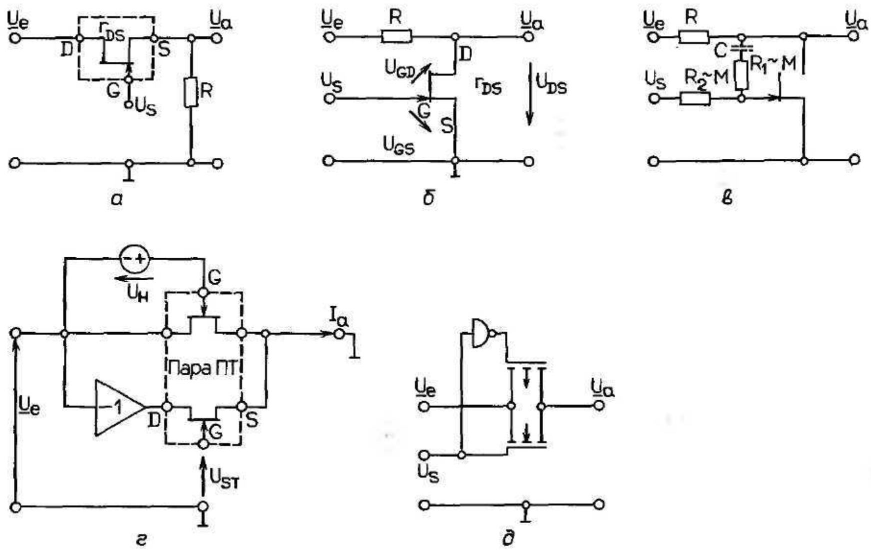


Рис. 12.3.1. Варианты ключевых каскадов на полевых транзисторах: последовательный (в) и параллельный (б) ключи, схема линеаризации (в), полевой транзистор как линейно регулируемая проводимость (г), последовательный КМОП-ключ (*д*).

транзисторов с управляющим переходом JFET). Широкое применение на практике находят ключевые каскады на интегральных схемах с КМОП-структурой (рис. 12.3.1).

В звуковой схемотехнике применяются переключатели на ИС со встроенными согласующими усилителями (Приложение А13), позволяющие получать на выходе высококачественный звуковой сигнал. Типичная схема входного коммутатора на ИС TDA 1029 показана на рис. 12.3.2 [12.14].

12.4. Регулировка усиления

На рис. 12.4.1 для сравнения приведены несколько вариантов схем инвертирующих усилителей. Добавочные сопротивления R_i в варианте на рис. 12.4.1, *а* следует сохранять, так как последующие выключатели срабатывают от несинфазных сигналов и замкнуты на землю. Альтернативным решением является схема на рис. 12.4.1, *б*. Схема благоприятнее по r_{DS}, паразитным проникaниям на высоких частотах, по величинам сопротивлений R.

На рис. 12.4.2 показаны схемы неинвертирующих усилителей. Базовой является схема на рис. 12.4.2, *а*. Сопротивления R_x служат для линеаризации r_{DS}, конденсатор

$$C > \frac{1}{2\pi R_x f_U} \tag{12.4.1}$$

разделяет управляющую цепь (U_S) от сигнальной. Пределы регулирования коэффициента усиления по напряжению H определяются величиной сопротивлений $R_{\max}(> r_{DS})$ и $R_{\min}$.

Если в качестве управляющего использовать аналоговое постоянное напряжение U_S, то схемы на рис. 12.4.2 могут быть использованы как плавные регуляторы усиления.

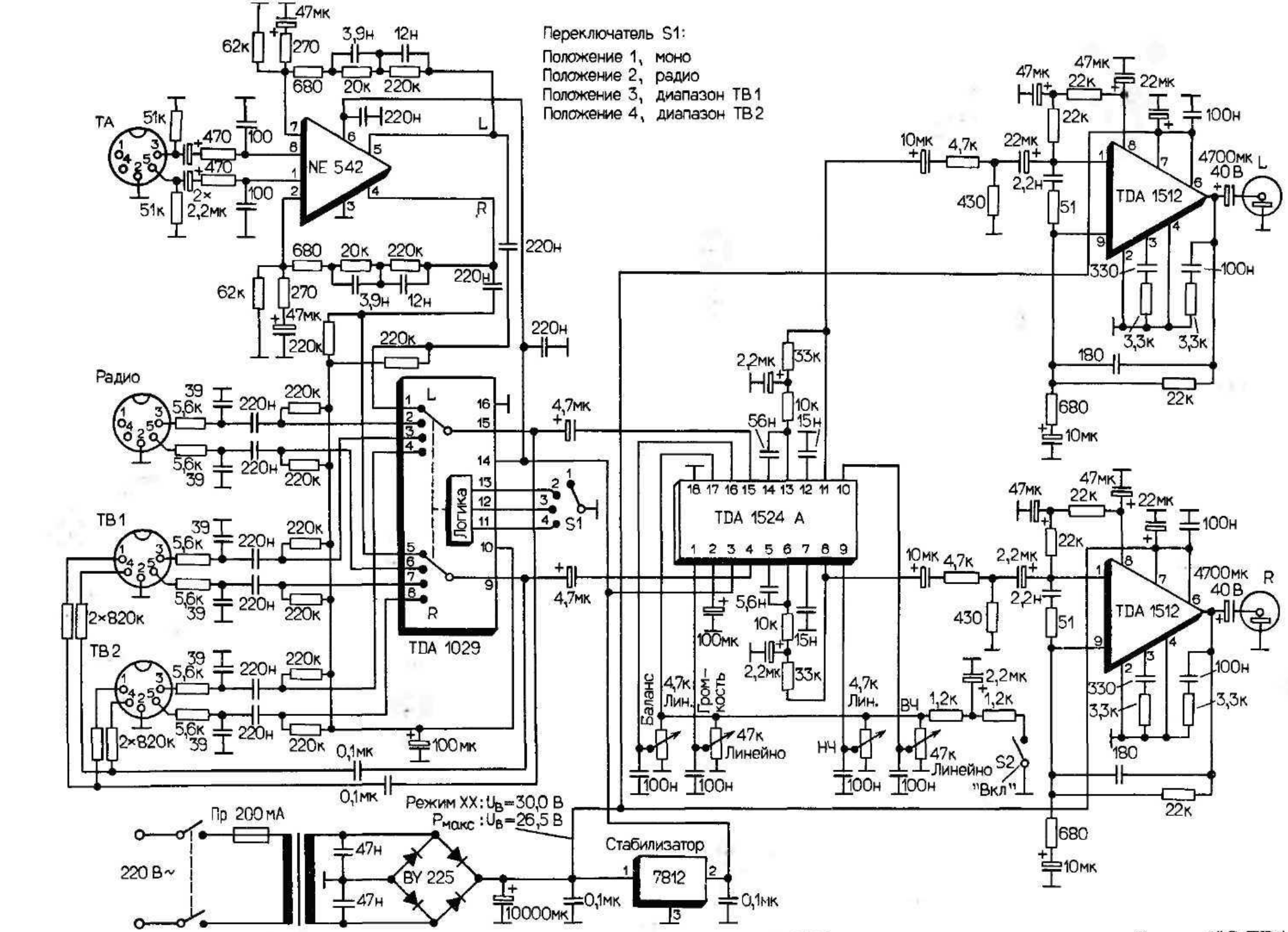


Рис. 12.3.2. Усилитель НЧ с электронным входным переключателем на ИС TDA 1029, электронным регулятором тембра на ИС TDA 1524A и интегральным выходным каскадом [12.14].

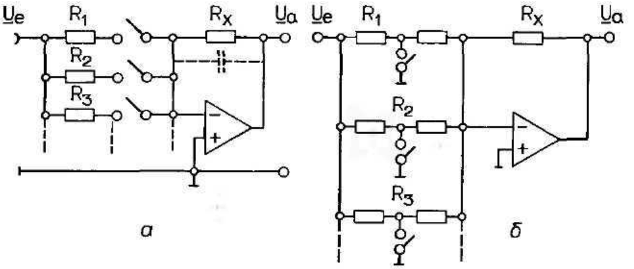


Рис. 12.4.1. Инвертор с переключаемым коэффициентом усиления. Заземленный выключатель (*а*), шунт разветвлении (*б*).

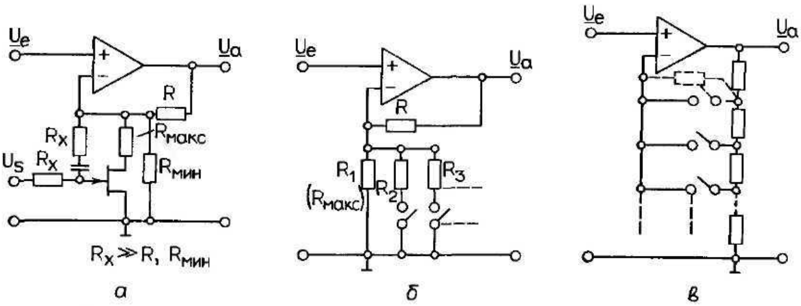


Рис. 12.4.2. Неинвертирующий усилитель с регулируемым коэффициентом усиления. Плавный регулятор (*а*), ступенчатый нагруженный регулятор (*б*), ступенчатый ненагруженный регулятор (в).

Варианты «б» и «в» представляют собой схемы для дискретного изменения усиления. Достоинством схемы «б» является то, что ключи находятся под нулевым потенциалом, а недостаток состоит в том, что для понижения шума сопротивления R_1, R_2, . . - , должны быть по возможности меньшими, вследствие чего коэффициент-усиления становится зависимым от внутреннего сопротивления транзистора r_{DS} и его изменений Δr_{DS}. Этого недостатка лишена схема «в». Минимальный коэффициент-усиления определяется сопротивлением, включенным параллельно электронным ключам. Это же сопротивление стабилизирует рабочую точку в разных фазах коммутации и уменьшает щелчки коммутации.

12.5. Усилители, управляемые постоянным напряжением

12.5.1. Двух- и четырехквадрантные перемножители

Двух- и четырехквадрантные перемножители, как усилители и аттенюаторы, управляемые постоянным напряжением, обычно реализуются в виде перемножителей крутизны или их вариантов. Основу перемножителя образует дифференциальный усилитель, у которого крутизна одного из транзисторов $g_m = I_C/U_T$ изменяется путем изменения тока покоя коллектора $I_C = I_E = I_0/2$, т. е. ток коллектора является управляющим параметром.

Недостаток таких схем состоит в том, что они требуют внешних элементов, сложной настройки, имеют небольшой динамический диапазон (около 70 дБ), невысокую линейность передаточной функции, а также нестабильность при больших коэффициентах ослабления, обусловленную влиянием дрейфа смещения.

12.5.2. Дифференциальные усилители, управляемые по эмиттеру

Управлять усилителем удобнее, если источник постоянного тока модулировать напряжением сигнала $\underline{U}_e$, а управляющим напряжением $\underline{U}_S$ распределять ток на дифференциальном входе (рис. 12.5.1) [12.15, 12.16]. Линейность передачи напряжения сигнала определяется в основном линейностью преобразования **«напряжение – ток»** при $\underline{U}_e \to I_0$. Распределение тока зависит от разности постоянных напряжений $U_S = U_{BE1} - U_{BE2}$:

$$I_0 = U_e/R_E,$$
$$I_{E1} = I_0(1 - \vartheta),\ I_{E2} = I_0\vartheta. \tag{12.5.1}$$

Коэффициент распределения тока ϑ

$$\vartheta = \frac{1}{1 + \exp\left(\dfrac{-U_S}{U_T}\right)}, \quad 1 - \vartheta = \frac{1}{1 + \exp\left(\dfrac{U_S}{U_T}\right)}, \tag{12.5.2}$$

где U_T = 26 мВ - температурное напряжение. При изменении напряжения U_S в пределах ± 200 мВ коэффициент ϑ может варьировать от 0,001 до 0,999.

Выходное напряжение на R_2 пропорционально току I_{E2} и состоит из постоянной составляющей и наложенной на нее составляющей сигнала. В базовой схеме потенциал покоя $U_{0H} = R_2 \cdot I_{0H}$ изменяется пропорционально коэффициенту ослабления. Этот недостаток можно устранить, если дифференциальный усилитель сделать сдвоенным и подавать на вход (соответственно получать на выходе) симметричные сигналы [12.16].

Пример схемы управляемого аттенюатора приведен на рис. 12.5.2, о (пределы регулирования 95 дБ, отношение С/Ш около 95 дБ, коэффициент нелинейных искажений меньше 1%). На рис. 12.5.2, *б* показана принципиальная схема интегральной микросхемы VCA IC 1537A [12.17]. Пары транзисторов *T3*/*T4* и *T5*/*T6* образуют два связанных, управляемых по эмиттерам дифференциальных усилителя (управляющий сигнал подается на клеммы 4 и 8). Выходные напряжения снимаются с резисторов 3,32 кОм (клеммы 9 и 14) и с двух эмиттерных повторителей *T1* и *T8* (клеммы 13 и 10). Дифференциальный усилитель IC4 компенсирует дрейф постоянного напряжения, который зависит от коэффициента ослабления. Каскады на IC2 служат входными согласующими усилителями входного сигнала и вырабатывают из него двухтактный сигнал, который подается на симметричные входы следующего усилителя, что позво-

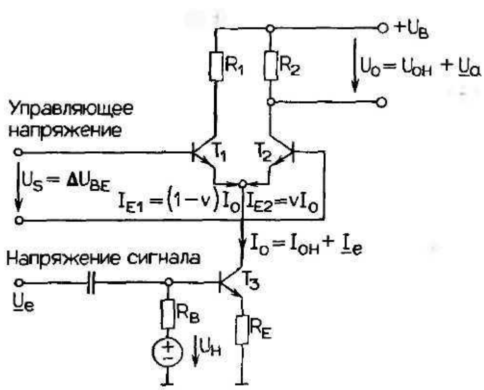


Рис. 12.5.1. Принципиальная схема делителя тока с управляемым по эмиттеру дифференциальным усилителем.

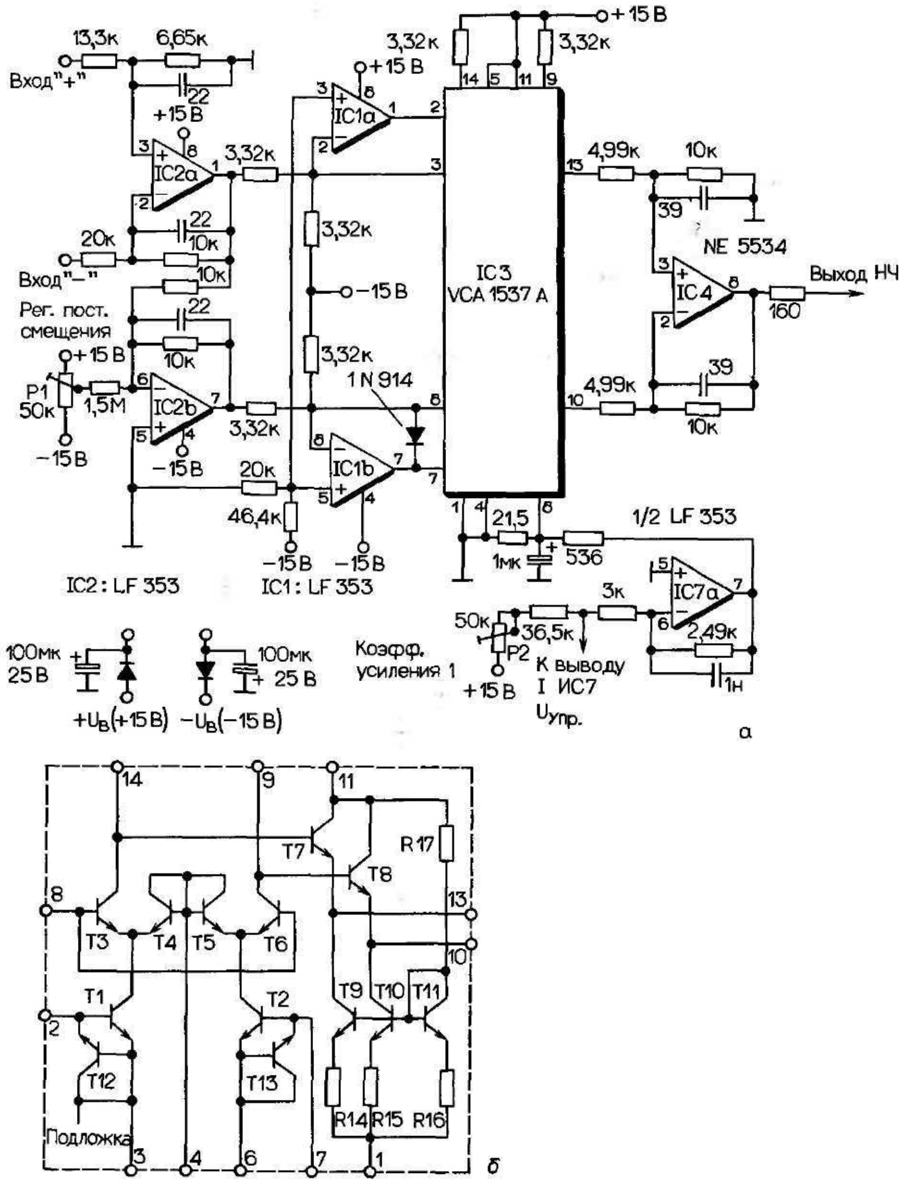


Рис. 12.5.2. Схема высококачественного управляемого **усилителя/аттенюатора** (*а*), внутренняя схема ИС (б) [12.17].

ляет уменьшить нелинейные искажения. Микросхемы **IC1** «о» и «б» вместе с транзисторами *T***12** и Г13 работают в режиме источника тока эмиттеров для Г3/Г4 и Г5/Г6, модулируемого полезным сигналом.

Существует еще один вариант интегрального управляемого усилителя (OVCE, operational voltage controlled element), описанный в [12.18], который позволяет плавно управлять распределением входного сигнала $\underline{U}_e$ на два выхода $\underline{U}_{a1} = \vartheta \underline{U}_e$, $\underline{U}_{a2} = (1 - \vartheta)\, \underline{U}_e$.

12.5.3. Дифференциальный усилитель с перекрестными связями

Особое место среди усилителей, описанных в разд. 12.5.2, занимает дифференциальный усилитель с перекрестными связями [12.15]. Он позволяет получать на выходе плавно регулируемые сигналы двух источников $\underline{U}_{e1}$, $\underline{U}_{e2}$ (рис. 12.5.3, о). Сигналы звуковой частоты, модулирующие постоянный ток, вводятся через преобразователи импедансов OV1 и OV2. Общий выходной сигнал снимается с коллекторного сопротивления R_L. Если транзисторы T_1–T_4 одинаковы и одинаковы токи $I_{01} = I_{02} = I_0$, тосумма токов транзисторов Г, + T_2 и T_2+ T_4 постоянна и равна

$$I_L = I_{01}\vartheta + I_{02}(1 - \vartheta) = I_0 = \text{const.} \tag{12.5.3}$$

Постоянный ток в коллекторном сопротивлении R_L не зависит от управляющего напряжения, и поэтому постоянное напряжение не изменяется.

Базы транзисторов T_1 и T_4 находятся под внутренним опорным потенциалом U_{REF}, из которого выделяется управляющее напряжение $U_S = U_{BE2} = U_{BE3}$. При $U_S < 0$ один входной сигнал U_{e1} через T_2 поступает на выход, второй входной сигнал U_{e2} на выход не попадает, а отводится через T_4 и T_5. При $U_S > 0$ ситуация соответствующим образом меняется на обратную, т.е. на выход поступает сигнал второго входа U_{e2}, а сигнал первого входа U_{e1} отводится.

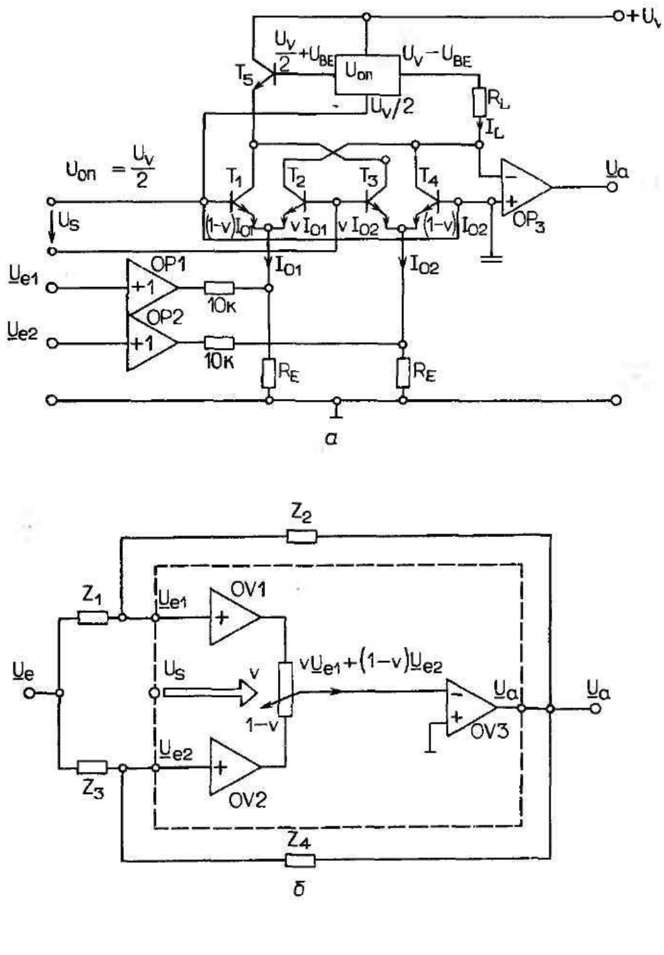


Рис. 12.5.3. Схема делителя тока с перекрестно включенными дифференциальными усилителями (о) [12.4], упрощенная схема электронного потенциометра с внешними элементами (*б*).

Электронный потенциометр

Упрощенная структурная схема электронного потенциометра показана на рис. **12.5.3**, *б*. Эффект регулирования коэффициента усиления ϑ достигается благодаря переключению цепей ОС $\underline{Z}_1$ — $\underline{Z}_2$ или $\underline{Z}_3$ — $\underline{Z}_4$ на входе инвертирующего ОУ **OV3** (усилители **OV1** и **OV2** служат входными согласующими усилителями с коэффициентом усиления $v = 1$). Передаточная функция усилителя

$$\underline{H}(p) = -\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{Z}_2\vartheta/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) + \underline{Z}_4(1-\vartheta)/(\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4)}{\underline{Z}_1\vartheta/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) + \underline{Z}_3(1-\vartheta)/(\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4)}. \tag{12.5.4}$$

В крайних положениях регулятора функция приобретает вид

$$\vartheta = 0: \quad \underline{H}(p) = -\frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3};$$

$$\vartheta = 1: \quad \underline{H}(p) = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}. \tag{12.5.5}$$

При соответствующем выборе $\underline{Z}_1$ — $\underline{Z}_4$ можно реализовать желаемые функции регулирования громкости и коррекции частотной характеристики в области нижних и верхних частот. Если цепи ОС симметричны ($\underline{Z}_2/\underline{Z}_1 = \underline{Z}_3/\underline{Z}_4$), то и частотные характеристики коррекции на краях диапазона также будут симметричными. Работу такого усилителя удобно анализировать при крайних положениях регулятора, т. е. при $\vartheta = 0$ и $\vartheta = 1$.

Регулятор громкости (рис. 12.5.4, а)

Максимальный коэффициент усиления $H_{max} = -R_2/R_1$, минимальный $H_{min} = -R_4/R_3$. Для того чтобы пределы регулирования были по возможности большими, выбирают $R_3 = \infty$, $R_4 = 0$. Коэффициент усиления схемы

$$H = \frac{-R_2}{R_1 + (1 - \vartheta/\vartheta)(R_1 + R_2)}. \tag{12.5.6}$$

Частотно-зависимый регулятор громкости (рис. 12.5.4, б)

Для того чтобы регулятору громкости придать частотную зависимость, соответствующую слуховому восприятию, один входной канал делают частотно-независимым, а второму придают желаемые свойства, обеспечивающие максимальную коррекцию

$$\vartheta = 0: \quad \underline{H}(p) = -\frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_3}; \qquad \vartheta = 1: \quad \underline{H}(p) = -\frac{R_2}{R_1}. \tag{12.5.7}$$

Предельные частотные характеристики, соответствующие $\vartheta = 0$ и $\vartheta = 1$, приведены на рис. 12.5.4. Формулы для расчета

$$H_T = -\frac{R_{42}}{R_{31}}, \quad H_M = -\frac{R_{42} \parallel R_{41}}{R_{31}}, \quad H_H = -\frac{R_{42} \parallel R_{41}}{R_{32} \parallel R_{31}},$$

$$f_{42} = \frac{1}{2\pi C_4(R_{41} + R_{42})}, \quad f_{41} = \frac{1}{2\pi C_4 R_{41}}, \tag{12.5.8}$$

$$f_{31} = \frac{1}{2\pi C_3(R_{31} + R_{32})}, \quad f_{32} = \frac{1}{2\pi C_3 R_{32}}.$$

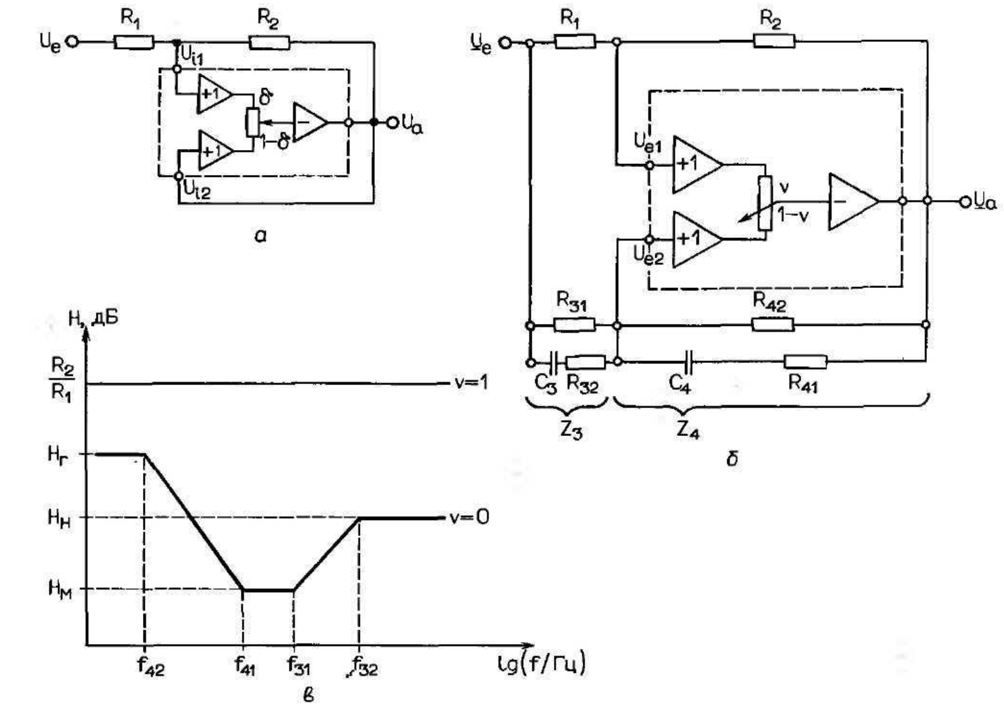


Рис. 12.5.4. Электронный потенциометр как регулятор громкости (о), частотно-зависимый («физиологический») регулятор громкости и его АЧХ (б, в).

Величина коррекции (подъема) частотной характеристики в области нижних частот определяется импедансом $\underline{Z}_4$, а верхних частот – импедансом $\underline{Z}_3$. Удобство такого регулятора состоит в том, что он позволяет дополнительно вводить затухание при $\vartheta = 0$, благодаря чему увеличивается общее ослабление.

Регулятор тембра нижних частот (рис. 12.5.5, а)

Подъем характеристики в области нижних частот

$$H_0 = \frac{-R_2 R_H}{R_1(R_2 + R_H)} \simeq -\frac{R_2}{R_1}, \quad H_H = -\frac{R_H}{R_1}. \tag{12.5.9}$$

$$f_{1T} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}, \quad f_{2T} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_2 + R_H)} \simeq \frac{1}{2\pi C_2 R_H}.$$

Спад характеристики в области нижних частот

$$H_0 = \frac{-R_4(R_3 + R_H)}{R_3 R_H} \simeq -\frac{R_4}{R_3}, \quad H_H = -\frac{R_4}{R_H}, \tag{12.5.10}$$

$$f_{1T} = \frac{1}{2\pi C_3 R_3}, \quad f_{2T} = \frac{1}{2\pi C_3 (R_3 + R_H)} \simeq \frac{1}{2\pi C_3 R_H}.$$

Более простым по схемной реализации является вариант «б». При 9 = 1 импедансы $\underline{Z}_1 = R_1$ и $Z_2 = R_4 + (1/pC_3) \parallel R_H$ позволяют получить подъем нижних частот. При

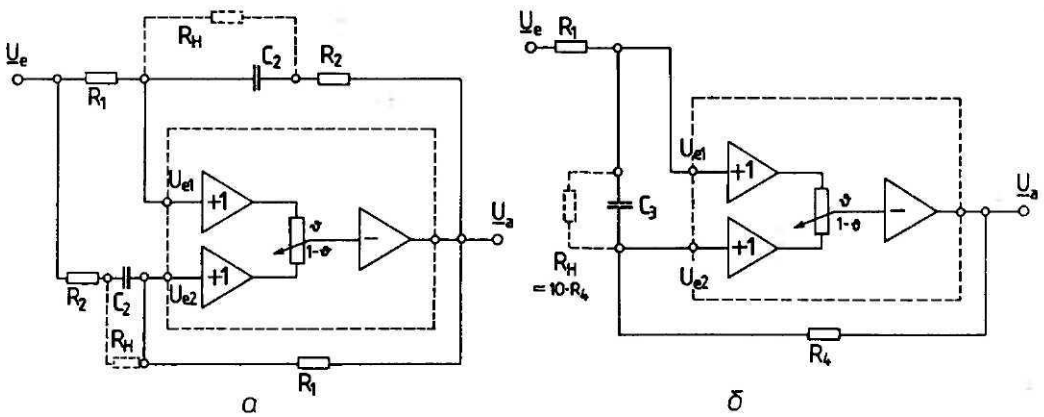


Рис. 12.5.5. Электронный потенциометр как регулятор тембра на НЧ, базовая схема (о), упрощенная схема (б).

9 = 0 цепь $C_3 \parallel R_H$ в канале сигнала подключается последовательно к R_1 что приводит к спаду нижних частот. Резистор R_H включен в цепь питания постоянным током от источника U_{e1}, и он же ограничивает пределы максимальной коррекции (подъем/спад). В среднем положении регулятора (9 = 0,5) частотная характеристика усиления равномерна ($R_1 = R_4$). Частота срабатывания регулятора $f_1 = 1/2\pi R_1 C_3$, минимальное входное сопротивление усилителя определяется R_1.

Регулятор тембра верхних частот (рис. 12.5.6)

Подъем частотной характеристики в области верхних частот

$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1}, \quad H_H = \frac{-R_2(R_1 + R_H)}{R_1 R_H} \simeq -\frac{R_2}{R_H},$$
$$f_{1H} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 + R_H)} \simeq \frac{1}{2\pi C_1 R_1}, \quad f_{2H} = \frac{1}{2\pi C_1 R_H}. \tag{12.5.11}$$

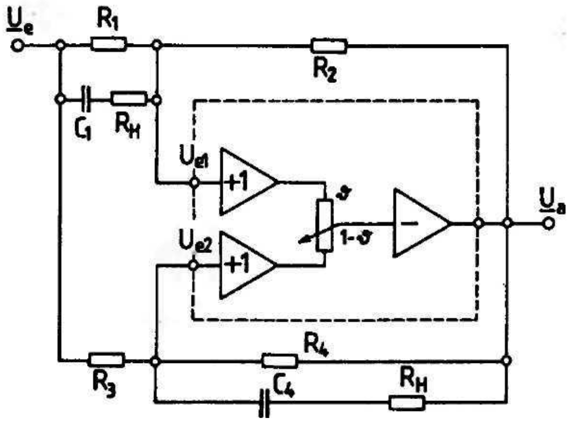


Рис. 12.5.6. Электронный потенциометр как регулятор тембра на ВЧ.

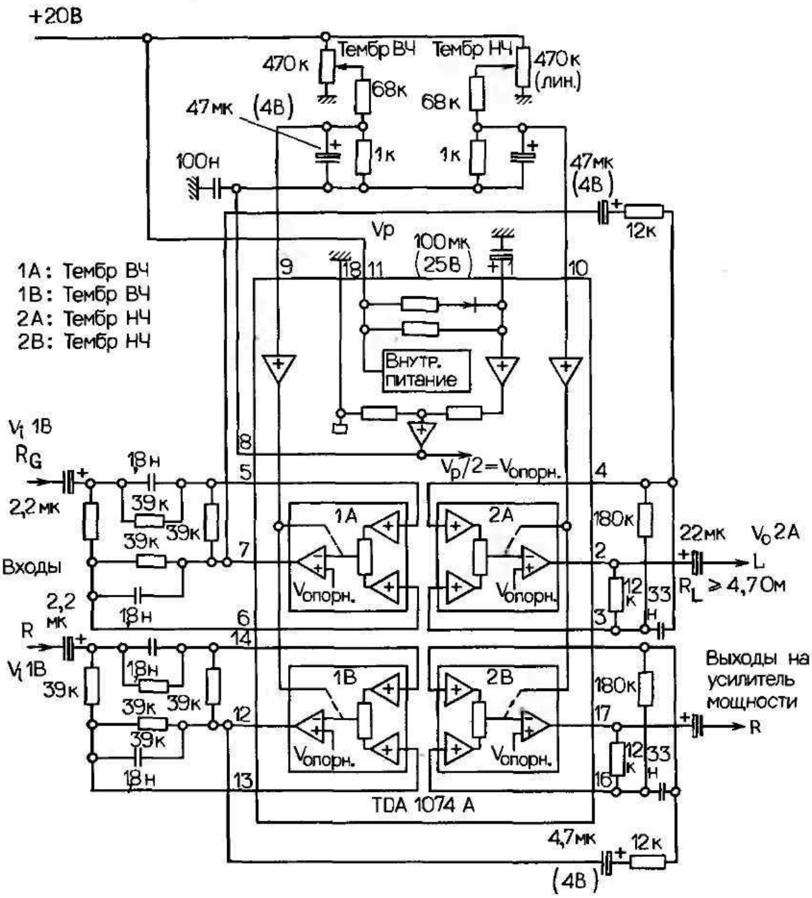


Рис. 12.5.7. Применение микросхемы TDA 1074A как регулятора громкости и тембра [12.4].

$$H_0=\frac{-R_4}{R_3},\quad H_H=\frac{-R_4R_H}{R_3(R_4+R_H)}\simeq-\frac{R_H}{R_3},$$

$$f_{1H}=\frac{1}{2\pi C_4(R_4+R_H)}\simeq\frac{1}{2\pi C_4R_4},\quad f_{2H}=\frac{1}{2\pi C_4R_H}. \tag{12.5.12}$$

Для получения равномерной частотной характеристики в среднем положении регулятора ($\vartheta = 0{,}5$) требуется $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ и $C_1 = C_4 = C$. Сопротивление $R_H = 1$ кОм ограничивает пределы регулирования (подъем/спад).

Регуляторы на интегральных схемах

Технические данные некоторых регуляторов, реализованных в виде интегральных микросхем, приведены в Приложении А13. Типичная схема интегрального регулятора на ИС типа TDA 1074A приведена на рис. 12.5.7. Другой вариант регулятора на микросхеме TDA 1524 приведен на рис. **12.3.2.**

12.6. Регуляторы на операционных усилителях

Достоинство регуляторов на операционных усилителях состоит в том, что они требуют немного дополнительных пассивных элементов. Регуляторы громкости и коррекции частотной характеристики (управляемые фильтры) на операционных усилителях используются в звуковой аппаратуре среднего класса качества. Примеры применения описаны в [12.8, 12.10]. Широкого распространения в настоящее время такие регуляторы не имеют.

12.7. Усилитель - логарифматор

Управляемый напряжением усилитель можно получить путем последовательного соединения логарифмирующего каскада (рис. 12.7.1, *а*) с характеристикой

$$U_{a1} = -U_T \cdot \ln \frac{U_{e1}}{B \cdot I_{BO} \times R_1} \tag{12.7.1}$$

и каскада с экспоненциальной характеристикой передачи (рис. 12.7.1, *б*)

$$U_{a2} = B \cdot I_{BO} \times R_2 \cdot e^{-U_{e2}/U_T}. \tag{12.7.2}$$

При этом управляющее напряжение U_s подается на базу Т2 в каскаде с экспоненциальной характеристикой. Результирующее напряжение

$$U_{e2} = U_{a1} - U_s. \tag{12.7.3}$$

Если транзисторы одинаковы, то из формулы (12.7.2) получаем

$$\begin{aligned} U_{a2} &= B \cdot I_{BO} \cdot R_2 \cdot e^{-(U_{a1}-U_s)/U_T} = B \cdot I_{BO} \cdot R_2 \cdot e^{-U_{a1}/U_T} \cdot e^{U_s/U_T} = \\ &= B \cdot I_{BO} \cdot R_2 \cdot e^{\ln(U_{e1}/B \cdot I_{BO} \cdot R1)} \cdot e^{U_s/U_T} = \\ &= B \cdot I_{BO} \cdot R_2 \cdot \frac{U_{e1}}{B \cdot I_{BO} \cdot R_1} \cdot e^{U_s/U_T} = \frac{R_2}{R_1} \cdot e^{U_s/U_T} \cdot U_{e1}. \end{aligned} \tag{12.7.4}$$

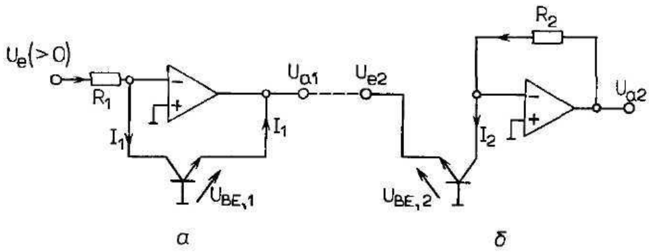


Рис. 12.7.1. Однополярный логарифматор (*а*) и степенной умножитель (б).

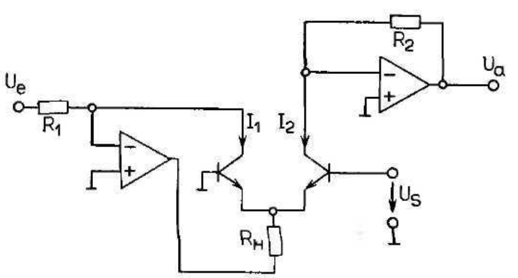


Рис. 12.7.2. Управляемый (однополярный) усилитель с термокомпенсацией.

Полученная функция отражает зависимость выходного напряжения от постоянного управляющего напряжения U_s.

Для компенсации температурной зависимости вольт-амперной характеристики I_c — (U_{BE} -) в логарифмирующем каскаде используется дифференциальный усилитель с управляемым эмиттерным источником тока (рис. 12.7.2). Эта схема может рассматриваться и как управляемое напряжением U_s токовое зеркало с передаточным отношением 12/11 [12.20]. Для передачи биполярных сигналов нужна вторая такая же схема на комплементарных транзисторах.

Логарифмирующие усилители находят применение в магнитофонах с переключаемой частотной характеристикой коррекции, в компандерных системах [12.21, 12.22].

12.8. Регуляторы, управляемые цифровыми сигналами

Дискретно управляемые аттенюаторы/усилители с передаточной функцией $\underline{U}_a = K_n \cdot \underline{U}_e$ могут быть получены и при использовании в управляемых цифровыми сигналами резистивных цепях или цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП). Достоинство таких регуляторов состоит в том, что однажды установленные режимы регулирования можно сколько угодно раз повторять и сохранять. Им свойственны: стабильность свойств во времени, возможность использования микропроцессоров для управления.

В качестве ключевых элементов в таких регуляторах удобно использовать полевые МОП-транзисторы с резистивным затвором ("resistive gate MOSEFTs, например, SIPOS - MOSEFT, semi-insulating polycrystalline silicon"). Внутреннее сопротивление участка от вывода до собственно затвора у таких транзисторов больше 1 МОм. Следовательно, по переменному напряжению емкость канал - затвор образует цепь короткого замыкания и напряжение канал затвор остается неизменным. Это означает, что изменения уровня входных сигналов не оказывают никакого влияния на величину сопротивления (см. рис. 12.3.1, в). Нелинейные искажения такого регулятора меньше 0,01%. В управляемых цифровыми сигналами резистивных цепях и ЦАП коэффициенты передачи (усиления, ослабления) K_n могут быть только дискретными (ступенчато изменяемыми). Используя в делителе соответствующим образом подобранные резисторы, можно получать регуляторы с линейной или логарифмической характеристиками.

12.8.1. Цифровой регулятор громкости

Дискретный регулятор высокой разрешающей способности с большим числом ступеней регулирования можно получить, соединив последовательно два или несколько аттенюаторов с разными шагами изменения сопротивлений (рис. 12.8.1). Параллельные резисторы в звеньях большого затухания позволяют обходиться не очень большими сопротивлениями в делителях по 10 дБ.

Существуют специально разработанные интегральные регуляторы с линейными резистивными делителями напряжения со 100 отводами, управляемые полевыми транзисторами; к ним относится, например, микросхема E^2POT [12.19]. В регуляторе имеется встроенный реверсивный счетчик с входным декодером и управляющим ПЗУ.

12.8.2. Цифровой регулятор тембра

Управляемые регуляторы тембра и эквалайзеры в принципе могут быть реализованы таким же способом, как описано в гл. 11. Для этого надо лишь заменить потенциометры делителями напряжения с отводами.

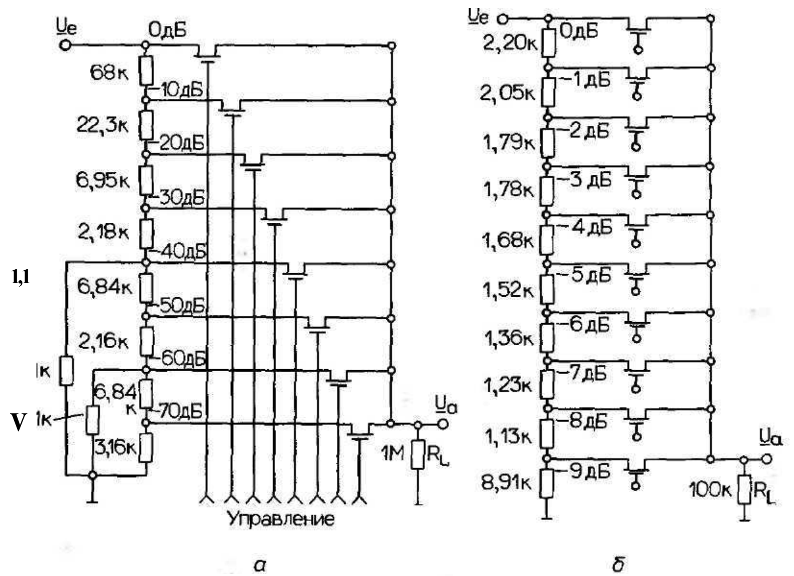


Рис. 12].

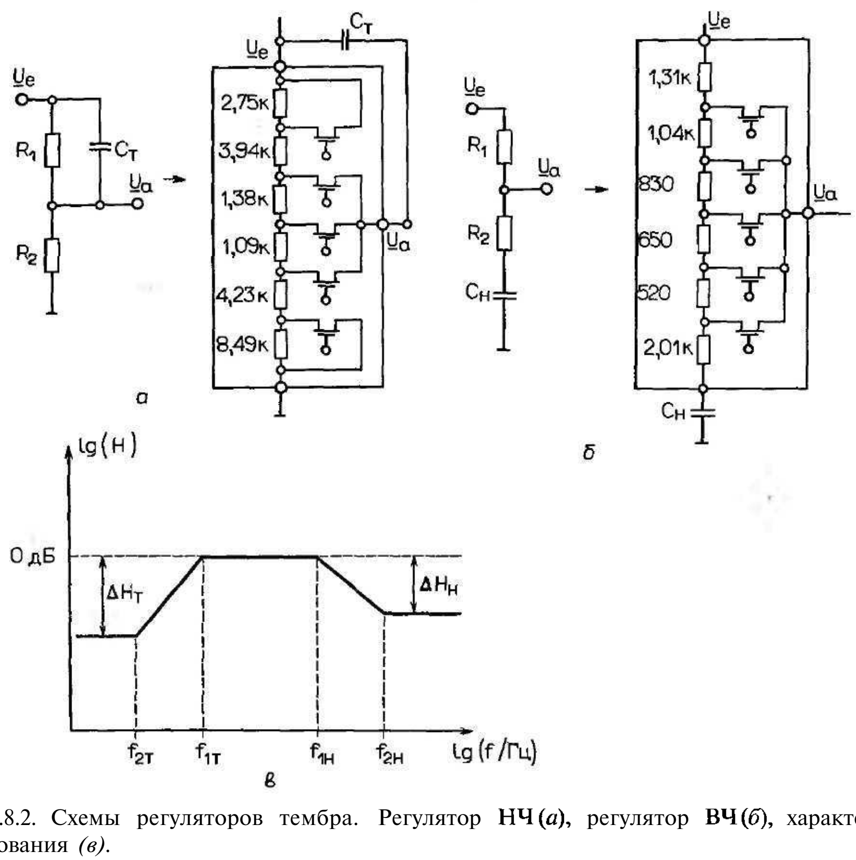


Рис. 12.8.2. Схемы регуляторов тембра. Регулятор **НЧ** (*а*), регулятор **ВЧ** (*б*), характеристика регулирования *(в)*.

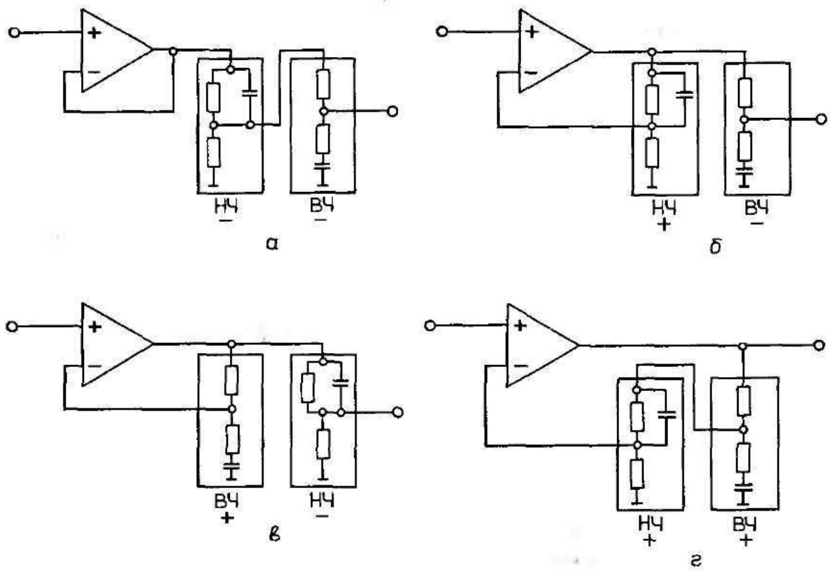


Рис. 12.8.3. Внешние элементы регулятора тембра. Ослабление **НЧ**/ослабление **ВЧ**(*а*), подъем НЧ/ослабление ВЧ (*б*), ослабление НЧ/подъем ВЧ (в), подъем НЧ/подъем ВЧ (г).

Принципиальная схема относительно простого управляемого корректора нижних и верхних частот приведена на рис. 12.8.2. Схемы управляющих каскадов для обоих регуляторов (подъем/спад) приведены на рис. 12.8.3. В регуляторах имеется 5 отводов ступенями по 2 дБ, т. е. общие пределы регулирования составляют $+10$ дБ.

В режиме спада частотной характеристики регулятор тембра работает как пассивный аттенюатор, в режиме подъема он включается в цепь ОС внешнего усилителя [12.9]. Граничные частоты корректоров:
для полосы нижних частот

$$f_{1T} = \frac{1}{2\pi C_T (R_1 \parallel R_2)}, \quad f_{2T} = \frac{1}{2\pi C_T R_1}, \tag{12.8.1}$$

для полосы верхних частот

$$f_{1H} = \frac{1}{2\pi C_H (R_1 \parallel R_2)}, \quad f_{2T} = \frac{1}{2\pi C_H R_2}.$$

12.9. Умножающие ЦАП

Весьма важную разновидность регуляторов представляют цифро-аналоговые преобразователи, позволяющие при количестве N управляющих сигналов получать 2^N градаций регулирования K^n

$$K_n = K_0 \{ \alpha_1 2^{-1} + \alpha_2 2^{-2} + \ldots \alpha_N 2^{-N} \}. \tag{12.9.1}$$

Здесь K_0 -модуль коэффициента усиления (двухквадрантный умножитель), а коэффициенты α_i могут принимать значения нуля или единицы. Структурная схема делителя со звеньями «лестничного» типа $R - 2R$ показана на рис. 12.9.1. Принцип работы такого делителя состоит в том, что в каждой узловой точке ток разветвляется по продольной и поперечной ветвям в отношении 1:1, благодаря чему в каждой

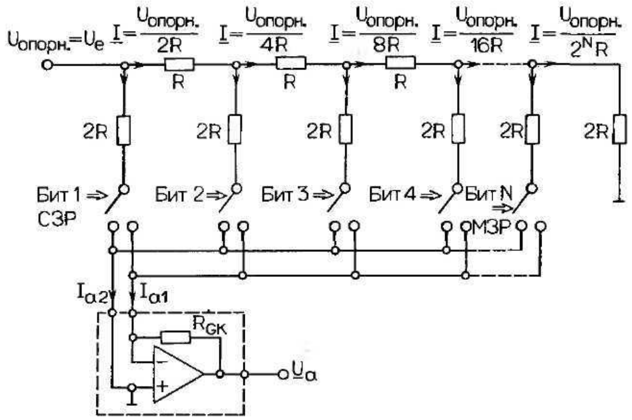


Рис. 12.9.1. Структурная схема ЦАП с коммутируемыми цепями *R 2R.*

очередной поперечной ветви ток уменьшается вдвое. При этом общий коэффициент деления тока не зависит от состояния ключей, так как точка, в которой суммируются токи I_{a1}, с помощью инвертора удерживается под тем же потенциалом земли, что и точка суммирования токов I_{a2}. В зависимости от состояния ключа ток в данной поперечной ветви течет либо на землю, либо на суммирующий усилитель. В свою очередь ток в усилителе либо объединяется с током инвертора («выход напряжения»), либо выводится отдельно как составляющая I_{a1} («выход тока»).

Если опорным напряжением U_{REF} служит напряжение сигнала $\underline{U}_e$, то на выходе

$$\underline{I}_{a1} = \frac{n}{2^N} \cdot \frac{\underline{U}_e}{R} = \frac{1}{R_{D/A}} \cdot \underline{U}e; \; n = 0, 1, 2, \ldots, 2^{N-1},$$

$$\underline{U}_a = -I_{a1} \cdot R_{GK}. \qquad (12.9.2)$$

По своему принципу работы умножающие ЦАП могут служить управляемыми резисторами, которые один концом замкнуты на землю (или на виртуальную землю), как этого требуют, например, фильтры (см. схему аналогового эквалайзера на рис. 11.3.5,г).

В звуковой схемотехнике успешно применяются ЦАП, реализуемые на КМОП-структурах, что требует, правда, определенной осторожности. Дело в том, что временные сдвиги в процессах коммутации могут вызвать весьма нежелательные выбросы тока на выходе. Чтобы исключить опасность разрушения входных каскадов последующих ОУ, между входными клеммами входа (« + » и « —») включается гасящий диод (диод Шоттки). Здесь предпочтительно применять «недребезжащие» диоды. Большие изменения уровня следует преобразовывать в новые кодовые слова не сразу, а с предварительным преобразованием в ступенчатую функцию, используя реверсивные счетчики.

Вследствие изменения выходной емкости C_a (она может изменяться в зависимости от состояния ключа) коммутирующей цепочки R–$2R$ на выходном ОУ образуется дополнительный полюс, что приводит к сокращению полосы пропускания и ухудшает устойчивость схемы. Ослабить этот эффект можно с помощью конденсатора C_{GK}, включаемого параллельно сопротивлению нагрузки R_{GK}.

Недостатком линейных ЦАП как регуляторов являются высокая разрешающая способность при небольших коэффициентах ослабления сигнала (50% кодовых слов на снижение уровня от 0 до —6 дБ) и очень низкая разрешающая способность при больших затуханиях.

Расширить пределы регулировки (затухания) сигнала можно путем последовательного включения нескольких ЦАП (разумеется, что их кодовые слова должны иметь одинаковую длину). В этом случае коэффициенты ослабления K_n для m последовательно включенных ЦАП (для характеристики регулирования с шагом 1 дБ) равны

$$K_n = 10^{n/20m}, \qquad (12.9.3)$$

где n – требуемое ослабление в дБ. Так, при n = 1 дБ K_n = 0.891 (m = 1), при n = 2 дБ K_n = 0,794.

Кодовые слова промежуточных значений исключаются. Этого можно достичь непосредственно с помощью управляющего микропроцессора или ПЗУ, включаемого между выходом счетчика и ЦАП.

12.9.1. ЦАП для регуляторов громкости

Для регуляторов громкости высококачественных систем звукопередачи разработаны специальные ЦАП. К ним относятся, например, ЦАП семейства LOGDAC типов AD7110, 7111, 7115, 7118 с линейной ступенчатой характеристикой затухания (шаг 1 дБ).

Принцип работы регулятора громкости на ЦАП показан на рис. 12.9.2. Собственно регулятор состоит из линейного 17-разрядного ЦАП с лестничной цепочкой резисторов R–$2R$. Внутренний декодер преобразует поступающие на вход 8-разрядные кодовые слова в 17-разрядные команды.

Схема другого регулятора показана на рис. 12.9.3. Этот регулятор выполнен на микросхеме AD7110 со встроенными 3 дополнительными ключами МОП-структуры S1-S3, которые управляются общими командами, поступающими на ЦАП. Частотно-зависимая характеристика регулирования громкости такого регулятора приобретает согласованность с кривой чувствительности слуха. При малых вводимых затуханиях ключи разомкнуты, поэтому параллельно к $R_{D/A}$ подключается только одна цепь сопротивлений 2 x 470 кОм. По мере увеличения вводимого затухания ключи размыкаются, вследствие чего параллельная цепь начинает работать как фильтр НЧ, т.е. регулятор громкости приобретает характеристику частотного корректора с подъемом нижних частот. Изменение схемы в режиме коррекции верхних частот на рис. 12.9.3 показано пунктирными линиями. Ключ S3 замыкается только в положении « – оо» (полное затухание). Режим частотной коррекции по кривой чувствительности слуха можно отключить с помощью дополнительного транзисторного ключа.

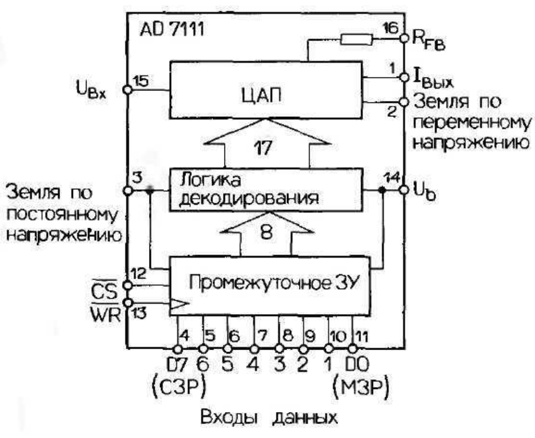


Рис. 12.9.2. Структурная схема ЦАП типа AD 7111. Перекрываемый динамический диапазон 88,5 дБ ступенями по 0,375 дБ [12.24].

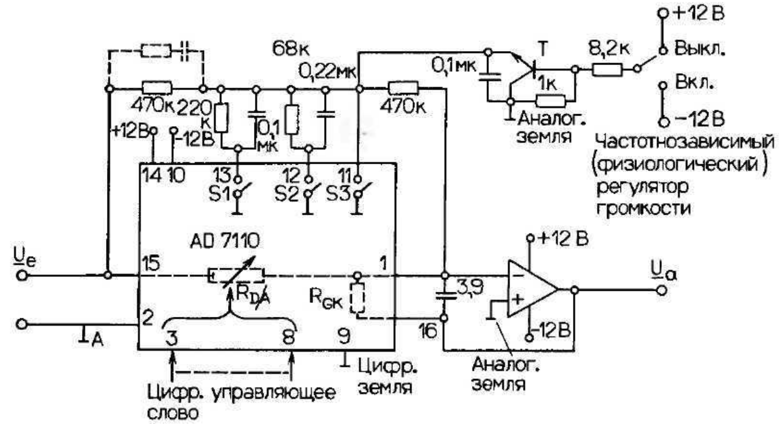


Рис. 12.9.3. Интегральный частотно-зависимый («физиологический») регулятор громкости [12.24].

По чисто практическим соображениям целесообразно раздельно замыкать на землю цепи аналоговых и цифровых сигналов. Кроме того, регулятор должен быть построен так, чтобы при его включении автоматически устанавливалась некоторая заранее определенная (не максимальная) громкость. Важно, чтобы это был режим полного затухания ($-\infty$) или ослабления громкости, например, до уровня —60 дБ.

12.10. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ)

При широтно-импульсной модуляции (ее называют иногда «длительно-импульсной» модуляцией – ДИМ) низкочастотный сигнал только дискретизируется, но не квантуется. Интенсивность входного сигнала ослабляется благодаря очень быстрым (с большой частотой) сбросам его уровня до потенциала земли. Изменение скважности последовательности импульсов $T_{вкл}$: $T_{выкл}$ приводит к изменению площади импульсов, которая характеризуется произведением его амплитуды (напряжения) на время [12.5]. При этом интенсивность сигнала на выходе I_A оказывается пропорциональной длительности импульсов (их ширине) $T_{вкл}$ и, следовательно, произведению длительности импульса на период дискретизации $D = T_{вкл} T_0$:

$$I_a = I_e \cdot \frac{T_{вкл}}{T_{вкл} + T_{выкл}} = I_e \cdot \frac{T_{вкл}}{T_0}. \qquad (12.10.1)$$

Дискретизация приводит к образованию периодических составляющих спектра с интервалами, кратными частоте дискретизации $f_0 = 1/T_0$. Эти паразитные составляющие подавляются фильтром НЧ, который к тому же преобразует изменения площади импульсов в изменения амплитуд. Нижняя граничная частота дискретизации f_0 определяется из теоремы отсчетов $f_0 \geqslant 2f_{max}$, где f_{max} – максимальная частота дискретизируемого сигнала. Верхняя граничная частота дискретизации определяется свойствами электронного коммутатора, причем очень важной является способность коммутатора формировать импульсы за очень короткие отрезки времени. Весьма критичны также и нелинейные искажения, которые могут возникать в процессе коммутации и в установившемся режиме.

13. Усилители мощности

Усилители мощности, иногда называемые оконечными усилителями, предназначены для увеличения мощности звуковых сигналов до такого уровня, чтобы они могли возбуждать электроакустические преобразователи – громкоговорители, головные телефоны и др. Принцип работы усилителей мощности состоит в том, что они преобразуют подводимую к ним от источника питания мощность постоянного тока в переменный ток, причем форма сигнала на выходе усилителя полностью повторяет сигнал на входе. Усилители мощности должны обладать небольшими искажениями и высоким КПД (отношение мощностей переменного тока на выходе и постоянного тока, подводимого от источника питания).

Усилители мощности, как правило, состоят из нескольких каскадов, аналогичных по схеме каскадам предварительного и промежуточного усиления (рис. 13.0.1). Разница лишь в том, что входные и промежуточные усилительные каскады работают в режиме большого усиления по току или напряжению, а выходные каскады – в режиме преобразования импедансов при коэффициентах усиления $v_{\text{и}3} \simeq 1$.

13.1. Основные схемы усилителей мощности

Здесь мы будем рассматривать схемы на биполярных транзисторах, помня о том, что для схем на полевых транзисторах параметры аналогичны.

13.1.1. Входной каскад

Входные каскады обычно реализуются по дифференциальной схеме. Их свойства (в частности, динамический диапазон) определяются в основном сильносигнальными свойствами всего усилителя на высоких частотах (максимально допустимая скорость нарастания сигнала).

Выход дифференциальных усилителей целесообразно выполнять симметричным, используя токовое зеркало или второй дифференциальный каскад. Это позволяет

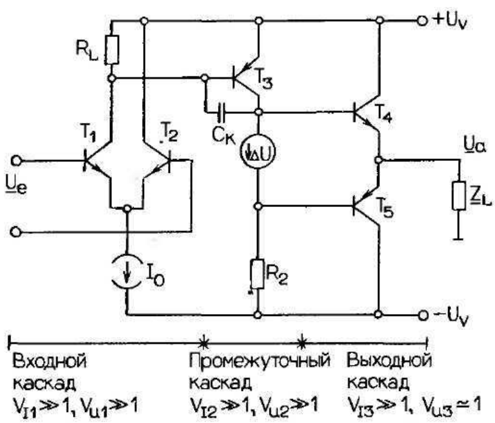


Рис. 13.0.1. Структурная схема усилителя мощности.

получать максимальный коэффициент усиления $v_u = g_m R_L$, большой коэффициент ослабления синфазных составляющих (КОСС), равный $2g_m R_0$(в эмиттерных источниках тока вместо R_0 подставляется I_0). К достоинствам дифференциальных каскадов следует отнести также эффективность температурной компенсации и низкий уровень собственного шума. Источники тока нагрузки T_L (вместо сопротивлений нагрузки R_L) позволяют получать большие коэффициенты усиления по напряжению, а эмиттерные сопротивления R_E транзисторов T_1 и T_2 увеличивают динамический диапазон каскада. Повышенная под влиянием эффекта Миллера емкость перехода коллектор–база C_{BC} транзисторов T_1 и T_2 может быть уменьшена применением каскодной схемы.

Корректирующая емкость C_K определяет частотную характеристику усиления в режиме холостого хода, т.е. частоту единичного усиления и максимальную скорость нарастания сигнала.

13.1.2. Промежуточный каскад

Промежуточный каскад является вторым каскадом усиления напряжения. Он же служит источником напряжения смещения рабочей точки для оконечного каскада ΔU.

Основную проблему в схемах, где промежуточный каскад является источником напряжения смещения ΔU для оконечных каскадов, представляет задача обеспечения термической стабильности биполярных транзисторов в выходных каскадах. При постоянном напряжении смещения АС/ температурная зависимость напряжения перехода база-эмиттер (U_{BE}) влечет за собой весьма нежелательную термическую положительную обратную связь. Необходимо отметить, что полевые транзисторы обладают свойством самостабилизации.

В усилителях с повышенными требованиями нагрузочное сопротивление R_L является источником тока нагрузки I_{02}.

13.1.3. Выходной каскад

Выходной каскад служит усилителем тока и в общем виде может рассматриваться как преобразователь импедансов, согласующий низкоомный выход каскада с нагрузочным сопротивлением (повторитель напряжения с коэффициентом усиления $v_u = 1$). Мощность выходных каскадов лежит обычно в пределах от 50 мВт до 100 Вт и более, поэтому при расчете усилителей всегда следует учитывать рассеиваемую транзисторами мощность. Применять линейные эквивалентные схемы замещения для анализа таких схем можно лишь весьма условно, поскольку параметры транзисторов зависят от тока.

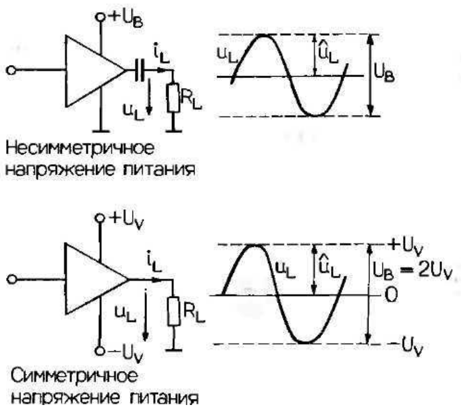


Рис. 13.1.1. Максимальные неискаженные сигналы.

13.1.4. Максимальная выходная мощность

Максимальную мощность выходных каскадов при усилении гармонических сигналов можно реализовать в случае, когда размах напряжения сигнала становится равным напряжению питания (рис. 13.1.1). При сопротивлении нагрузки R_L и напряжении питания U_B максимальными будут следующие значения:

$$\hat{u}_L = \frac{U_B}{2}, \quad u_{L,\text{eff}} = \frac{U_B}{2\sqrt{2}},$$
$$\hat{i}_L = \frac{U_B}{2R_L}, \quad i_{L,\text{eff}} = \frac{U_B}{2R_L\sqrt{2}}, \tag{13.1.1}$$
$$\hat{P}_L = \frac{U_B^2}{4R_L}, \quad P_{L,\text{eff}} = \frac{U_B^2}{8R_L}.$$

На практике эти значения полностью реализовать невозможно, так как свойственное транзисторам явление насыщения (для биполярных транзисторов напряжение насыщения $U_{CE.S} = 1,5$ В, для полевых напряжение насыщения $U_{DS.S} \geqslant 5$ В) не позволяет доводить напряжение сигнала до напряжения питания. Если фактор насыщения учесть в виде сопротивления (на схеме 13.2.1 это сопротивление R_S в цепи коллектор–эмиттер биполярных транзисторов или в цепи сток–исток для полевых), то максимальный размах напряжения $a_{\max}$ и максимальная мощность на выходе будут

$$a_{\max} = \frac{1}{1 + R_S/R_L} < 1,$$
$$\hat{P}_L = \frac{U_B^2}{4R_L} \cdot a_{\max}^2; \quad P_{L,\text{eff}} = \frac{U_B^2}{8R_L} \cdot a_{\max}^2. \tag{13.1.2}$$

Это ограничение в особенности касается усилителей с низким напряжением питания и выходных каскадов на полевых транзисторах.

Выражение для максимальной скорости нарастания сигнала, требуемой при работе усилителя в сильносигнальном режиме с верхней граничной частотой f_M, имеет вид

$$\text{SR} = 2\pi \cdot f_M \cdot u_L = 2\pi \cdot f_M \sqrt{2R_L \cdot P_{L,\text{eff}}}. \tag{13.1.3}$$

13.2. Рабочая точка и выходные характеристики

Сказанное ниже одинаково справедливо для схем на биполярных и полевых транзисторах.

Для анализа динамических свойств транзисторных каскадов используется идеализированная выходная характеристика, приведенная на рис. 13.2.1,*б*. От реальной характеристики она отличается тем, что не учитывает остаточный ток коллектора, эффекты пробоя при больших напряжениях перехода коллектор–эмиттер и допускает, что $i_C = i_E$ и $B = \text{const}$. Остаточное коллекторное напряжение $U_{CE\ S}$ замещается сопротивлением R_S, что в первом приближении допустимо.

Зависимость между I_C и U_{CE}, возникающая при наличии входного сигнала, называется рабочей характеристикой. Если нагрузка каскада чисто активная, то характеристика получает вид прямой («нагрузочная прямая»). Угол наклона нагрузочной прямой определяется величиной сопротивления нагрузки R_L и напряжением питания U_V. Рабочая точка определяется током покоя I_0.

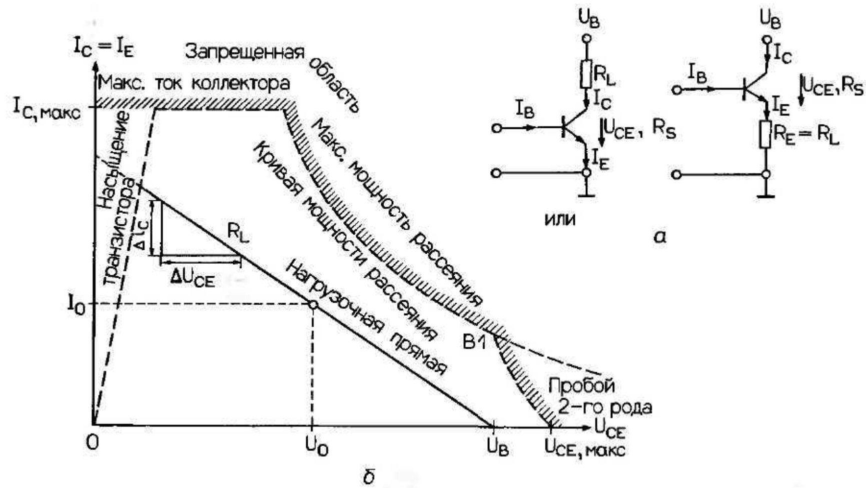


Рис. 13.2.1. Транзисторный выходной каскад (*а*) и идеализированная выходная характеристика (б) с предельными нагрузочными кривыми.

Соотношения мощностей

Мощность рассеяния транзистора p_T

$$p_T(t) \simeq u_{CE}(t) \cdot i_C(t) \simeq u_{CE}(t) \cdot i_E(t) = U_T(t) \cdot i_T(t) \tag{13.2.1}$$

на выходной характеристике отображается участками гипербол. Мощность, отдаваемая на нагрузку p_L, и мощность, потребляемая от источника питания p_V, составляют

$$p_L(t) = u_L(t) \cdot i_L(t) = (U_B - u_{CE}(t)) \cdot i_C(t),$$
$$p_V(t) = U_B \cdot i_C(t). \tag{13.2.2}$$

Практический интерес представляют средние значения мощностей P (усредненное во времени значение мощности)

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)\,dt. \tag{13.2.3}$$

Коэффициент полезного действия

Коэффициент полезного действия η – это отношение полезной (отдаваемой на нагрузку) мощности P_L к потребляемой от источника общей мощности P_V

$$\eta = \frac{P_L}{P_V} = \frac{P_L}{P_L + P_T}. \tag{13.2.4}$$

Угол отсечки тока

В случае когда входной **сигнал – гармонический, нагрузка – чисто** активная и удовлетворены условия идеализированной выходной характеристики, взаимосвязь между током транзистора и падением напряжения на нем при включении по схеме рис. 13.2.\\,*а* характеризуется уравнениями

$$i_C(t) = I_0 + a \cdot I_{CM} \cos(\omega t),$$
$$u_{CE}(t) = (U_B - R_L I_0)(1 - a \cdot \cos(\omega t)), \tag{13.2.5}$$

где $0 \leqslant a \leqslant 1$ – коэффициент использования.

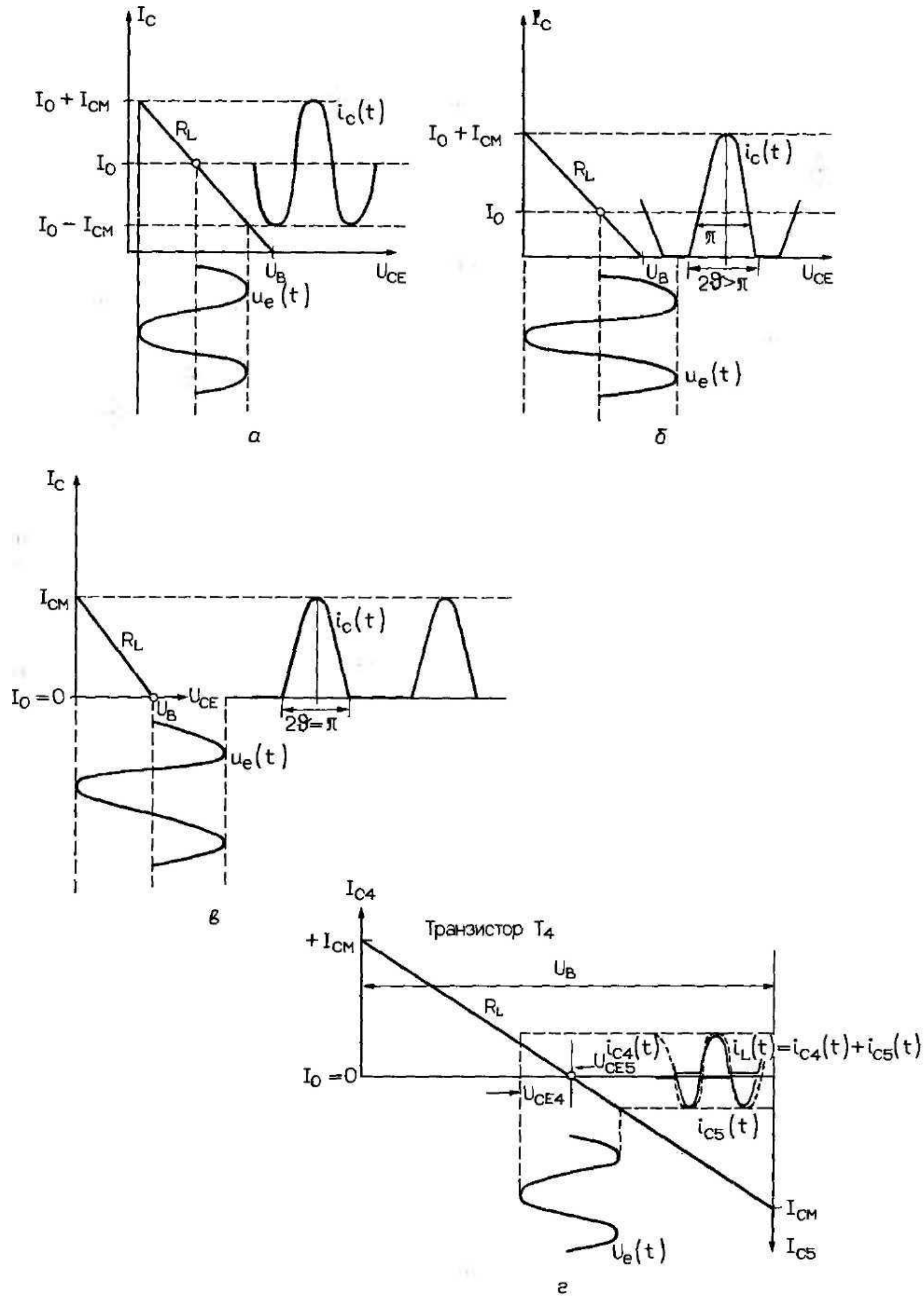


Рис. 13.2.2. Вольт-амперные характеристики коллекторного тока в разных режимах работы транзисторного каскада; с углом отсечки тока в режиме *A* (*а*), режим *AB(б),* режим *B{в),* двухтактный режим *B*(*г*).

В зависимости от положения рабочей точки I_0 относительно I_{CM} меняются и режимы работы каскада (рис. 13.2.2). Граница области активной работы транзистора $i_C(t) = 0$ определяется углом отсечки тока ϑ

$$\vartheta = \arccos\left(\frac{-I_0}{a \cdot I_{CM}}\right). \tag{13.2.6}$$

Угол отсечки тока 29 характеризует отрезок времени, в течение которого транзистор работает в активном режиме.

Режимы А, АВ, В

В зависимости от величины угла отсечки тока 9 различают следующие режимы работы транзисторного каскада:

$$\begin{aligned} &\text{режим } A \quad && \vartheta = \pi(180^\circ); \\ &\text{режим } AB \quad && \frac{\pi}{2} < \vartheta < \pi; \\ &\text{режим } B \quad && \vartheta = \frac{\pi}{2}(90^\circ). \end{aligned} \tag{13.2.7}$$

В режиме *А* транзистор остается в активном состоянии на весь период сигнала; в режиме *В* $I_0 = 0$ и транзистор работает только в течение полуволны. Для передачи обеих полуволн сигнала используется симметричная пара взаимно дополняющих транзисторов (комплементарных транзисторов), например, как показано на рис. 13.0.1, где симметричную пару образуют транзисторы T_4 и T_5, работающие в двухтактном режиме *В* (рис. 13.2.2, г).

13.2.1. Мощность рассеяния транзистора

Мощность рассеяния транзистора в случае гармонических сигналов и активной нагрузки R_L следующим образом зависит от угла отсечки тока:

$$P_T = \frac{U_V - R_L I_0}{\pi}\left\{I_0\vartheta - a[I_0 + I_{CM}]\sin\vartheta - \frac{a^2}{2} I_{CM}\left[\vartheta \frac{1}{2}\sin 2v\right]\right\}. \tag{13.2.8}$$

Ниже описаны режимы работы транзисторов *А, АВ* и *В* в случае, когда симметрично напряжение питания $\pm U_V$ (т.е. $U_B = 2U_V$) и симметричны входные сигналы, т.е. $U_{\max} = U_V$. Формы расчета мощности рассеяния транзисторов в разных режимах работы и при разных формах входного сигнала приведены в таблице на рис. **13.2.3.**

Режим А

Рабочая точка в режиме *А* выбирается с таким расчетом, чтобы при достижении максимума отрицательной полуволны ток $i_C(t) = 0$, т.е. $I_0 = I_{CM} = U_V/R_L$. В этих условиях мощность потерь транзистора:

в отсутствие сигнала ($a = 0$)

$$P_T = \frac{U_V}{2} \cdot I_0,$$

(13.2.9)

при максимальном сигнале ($a = 1$)

$$P_T = \frac{U_V}{4} \cdot I_0.$$

Форма сигнала	Мощность рассеяния	Максимальная мощность рассеяния
Синус (оконечный каскад с током покоя I_0, режимы *А, АВ, В)*	$P_T = \frac{\hat{U}}{R_L}\left(\frac{U_V}{\pi} - \frac{\hat{U}}{4}\right) + I_0\left(\frac{U_V}{2} - \frac{\hat{U}}{\pi}\right)$	$P_{T,\max} = \frac{U_V^2}{\pi^2 R_L} + I_0\left(0{,}3U_V + \frac{I_0 R_L}{\pi}\right)$ при $\hat{U} = \frac{2}{\pi}(U_V - I_0 R_L)$
Треугольник (режим *В)*	$P_T = \frac{\hat{U}}{R_L}\left(\frac{U_V}{4} - \frac{\hat{U}}{6}\right)$	$P_{T,\max} = \frac{3}{32}\cdot\frac{U_V^2}{R_L} \simeq 0{,}09\frac{U_V^2}{R_L}$ при $\hat{U} = \frac{3U_V}{4} = 0{,}75\,U_V$
Прямоугольник (режим *В)*	$P_T = \frac{\hat{U}}{2R_L}(U_V - \hat{U})$	$P_{T,\max} = \frac{U_V^2}{8R_L} = 0{,}125\frac{U_V^2}{R_L}$ при $\hat{U} = 0{,}5\,U_V$

Видно, что чем меньше входной сигнал, тем больше мощность рассеяния транзистора. Для режима *А* примечательно то обстоятельство, что мощность, потребляемая от источника питания $P_V = U_V \cdot I_0$, не зависит от величины входного сигнала.

Режим В

В режиме $B(I_0 = 0)$ при $a = 0$: $P_T = 0$. (13.2.10)

Кроме того, в случае синусоидальных сигналов при

$$a = 1:\ P_T = \frac{U_V I_{CM}}{\pi}\left(1 - \frac{\pi}{4}\right) = 0{,}0685 \cdot U_V I_{CM},$$

$$a = 0{,}636:\ P_{T,\max} = \frac{U_V I_{CM}}{\pi^2} \simeq 0{,}1 \cdot U_V \cdot I_{CM}. \quad (13.2.11)$$

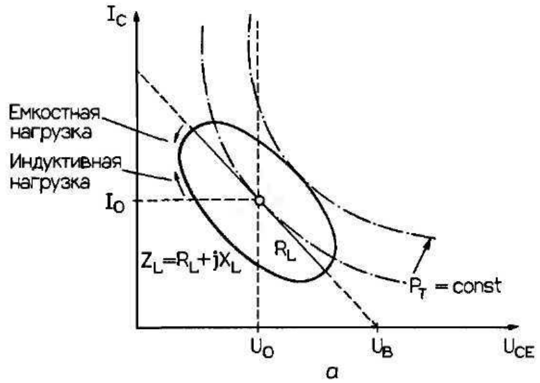
Мощность рассеяния транзистора максимальна не при максимальном входном сигнале, а при a — 0,64. Потребляемая от источника мощность $P_V = P_T + P_L$ при увеличении входного сигнала увеличивается.

13.3. Комплексные сопротивления нагрузки

13.3.1. Синусоидальные сигналы

В действительности усилители работают не на активную нагрузку, а на комплексную (на импеданс)

$$\underline{Z}_L = R_L + jX_L. \quad (13.3.1)$$



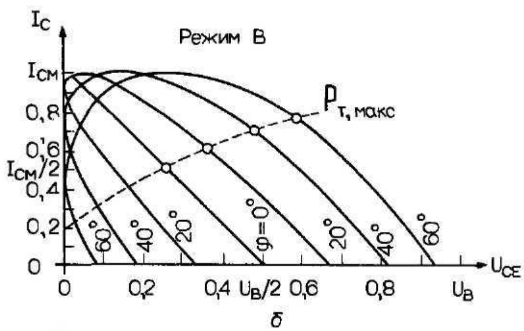


Рис. 13.3.1. Рабочая характеристика при гармоническом возбуждении и комплексном импедансе нагрузки $\underline{Z}_L$ (а). Увеличение мощности рассеяния P_T при увеличении фазового угла нагрузки (б).

Такую нагрузку создают, например, одиночные или комбинированные многополосные громкоговорители. Всегда существующий сдвиг фазы между напряжением и током на выходе усилителя приводит к тому, что при синусоидальных входных сигналах нагрузочная прямая вырождается в эллипс (рис. 13.3.1). Максимальная мощность рассеяния на каждый транзистор, например в режиме *B,* увеличивается пропорционально сдвигу фазы φ на нагрузке

$$P_{T,\max} = \frac{2 \cdot P_{L,\text{eff}}}{\pi^2 \cos(\varphi)},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{X_L}{R_L}\right). \qquad (13.3.2)$$

Еще больше увеличивается мгновенное значение мощности рассеяния транзистора

$$P_{T,\max} = P_{L,\text{eff}}[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi)]. \qquad (13.3.3)$$

13.3.2. Скачкообразные сигналы

Емкостная нагрузка

На рис. 13.3.2, *а* показана выходная нагрузочная характеристика транзисторного каскада, нагруженного на емкостную нагрузку $\underline{Z}_L - R_L \| C_L$ при скачкообразной форме входного сигнала. Весьма критичным для этого случая является переходный процесс включения, при котором кратковременная максимальная рассеиваемая мощность

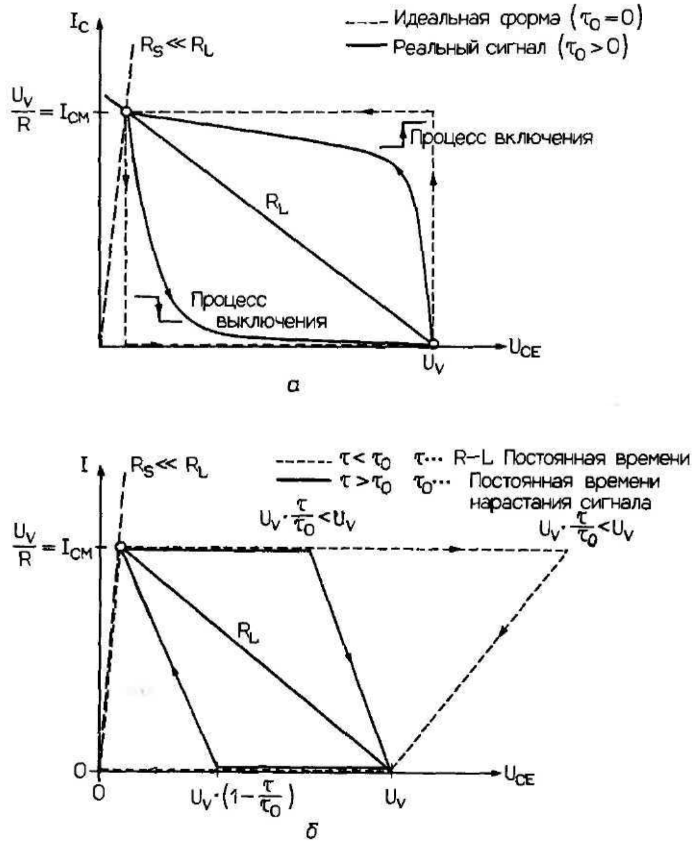


Рис. 13.3.2. Рабочие характеристики каскада при скачкообразных сигналах и комплексной нагрузке: емкостная нагрузка (а), индуктивная нагрузка *(б)*.

составляет

$$P_{T,\max} \approx I_{CM}^2 R_L. \tag{13.3.4}$$

В этот момент напряжение на нагрузке и U_{CE} остаются неизменными, а ток I_{CM} достигает максимума. За время переходного процесса выключения ток I_C спадает при неизменном напряжении U_{CE}, вследствие чего мгновенная мощность рассеяния становится значительно меньше.

Индуктивная нагрузка

Нагрузочная характеристика в случае нагрузки $\underline{Z}_L = R_L + pL_L$ показана на рис. 13.3.2, *б*. В момент скачка входного сигнала коллекторный ток на индуктивной нагрузке остается неизменным. Таким образом, переходный процесс включения на работу каскада существенного влияния не оказывает.

Амплитуда скачка напряжения в момент выключения зависит от отношения постоянной времени сигнала τ_0 к постоянной времени нагрузки $\tau = L_L/R_L$.

В случае когда нагрузка индуктивна и $x > \tau_0$, напряжение U_{CE} может стать больше U_B и превысить напряжение пробоя. В результате на короткий отрезок времени резко возрастает мощность рассеяния

$$P_{T,\max} \simeq \frac{U_B^2}{R_L} \cdot \frac{\tau}{\tau_0}. \tag{13.3.5}$$

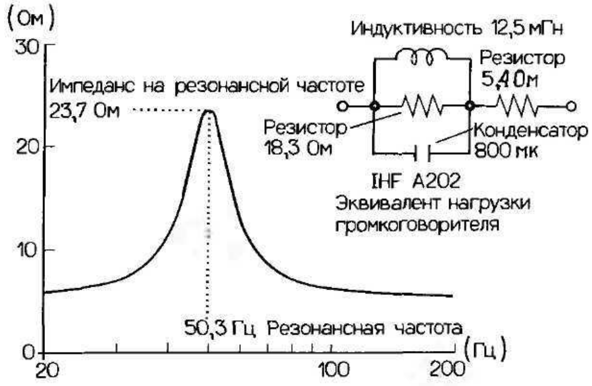


Рис. 13.3.3. Эквивалент нагрузки (имитатор громкоговорителя) IHF A202.

13.3.3. Громкоговоритель как нагрузка

Измерения усилителей, нагруженных на громкоговорители, показали, что реальная нагрузочная характеристика сильно отличается от идеальной прямой. Особенно неблагоприятно на режиме работы усилителей сказываются помехи со стороны всевозможных коммутирующих устройств, вызывающие резкие кратковременные пропадания сигнала. Из сказанного выше вытекает, что индуктивность громкоговорителя может вызвать мгновенные нарастания мощности потерь и даже привести к пробою, когда пики помех превысят $U_{CE\ max}$.

Стандартный эквивалент нагрузки

На рис. 13.3.3 показана схема стандартизованного эквивалента нагрузки (тип IHF A202), являющегося заменителем громкоговорителей. Схема в основном имитирует резонансные свойства низкочастотных излучателей.

Компенсатор Буше

Реактивную составляющую импеданса громкоговорителей $TA = R + pL$ (последовательной цепочки RL) можно скомпенсировать, подключив к ней параллельно компенсатор Буше или Цобеля-цепочку RC с импедансом $Z2 = R2 + \frac{1}{pC2}$. В результате импеданс полученной цепочки становится чисто активным ($Z_{общ} = R$) и не зависящим от частоты. Условия компенсации $R2 = R \sim R_L$ и $C2 = L/R^2$. (13.3.6)

Здесь R_L – эквивалент сопротивления громкоговорителя 4 ... 10 Ом и $C2 \simeq 0{,}1$ мкФ.

13.3.4. Требуемый выходной ток

Комплексный характер импеданса громкоговорителей, являющихся нагрузкой для оконечных каскадов усилителей, приводит к возникновению бросков тока, что особенно заметно при скачкообразных изменениях сигнала. Эти броски тока могут намного превысить максимально допустимые для стандартной нагрузки значения, например 4 или 8 Ом.

Номинальное сопротивление громкоговорителей

При расчете максимального тока нагрузки следует учитывать, что на определенных частотах импеданс громкоговорителя достигает минимума $|Z_{min}| \sim R_0/2$. Макси-

мальный перепад напряжения сигнала может быть $U = 2U_V$, (т.е. от $-U_V$ до $+U_V$). Таким образом, ток в момент скачка напряжения может стать

$$i_{L,\max} \leqslant \frac{3U_V}{|Z_{\min}|} \simeq \frac{6U_V}{R_0}. \qquad (13.3.7)$$

Строгий расчет номинального сопротивления громкоговорителей $R_{\text{nom}} = \max\{\hat{u}/\hat{\imath}\}$ приведен в [13.31]. Расчеты показывают, что для типичных громкоговорителей $R_{\text{nom}} \simeq |Z_{\min}|/2$.

Выходной ток

Пиковые величины тока $i_{\max}$ гармонического сигнала, зависящего от выходной мощности P_L (эффективное значение), можно рассчитать по формулам

$$\hat{\imath}_L = \sqrt{\frac{2P_{L,\text{eff}}}{R_L}} \quad \text{– для активной нагрузки.}$$

$$\hat{\imath}_L \approx \sqrt{\frac{75P_{L,\text{eff}}}{R_L}} \quad \text{– для комплексной нагрузки.} \qquad (13.3.8)$$

Так, например, при $R_L = 200$ Вт и $R_L = 8$ Ом ток сигнала на выходе $\hat{\imath}_L = 7{,}1$ *А* при активной нагрузке и $\hat{\imath}_L = 40$ *А* при комплексной нагрузке.

Искажения на стыке усилитель–громкоговоритель

Нелинейные искажения, вызываемые ограничением тока на выходе усилителя при комплексной нагрузке, называются «интерфейсными интермодуляционными» искажениями (ИМ) [13.10]. Для их измерения на вход усилителя подается сигнал с частотой f_1, а на выход – второй сигнал частоты f_2. Затем измеряются амплитуды составляющих результирующих частот, являющихся мерой данного вида нелинейных искажений усилителя мощности.

Требования к схемам усилителей мощности

Требования, которым должны удовлетворять усилители мощности в системах звукопередачи, состоят в следующем [13.10, 13.11]:

- выходные каскады усилителей должны быть низкоомными и обладать большой нагрузочной способностью по току (большой коэффициент демпфирования, не зависящий от частоты и уровня сигнала);
- в схемах усилителей должны быть предусмотрены средства защиты выхода (автоматический ограничитель тока) с большим запасом по току и длительности перегрузок;
- монтаж должен быть выполнен проводами с правильно подобранным сечением;
- источник питания должен иметь большую емкость накопления энергии $(CU_v^2/2)$, емкость сглаживающего конденсатора должна быть не менее 20 000 мкФ при больших зарядных токах.

13.4. Эмиттерный и истоковый повторители на симметричной паре комплементарных транзисторов

Типовая схема двухтактного выходного каскада на комплементарных транзисторах показана на рис. 13.4.1. В зависимости от величины напряжения смещения ΔU каскад может работать в режимах *B, AB* или *A*.

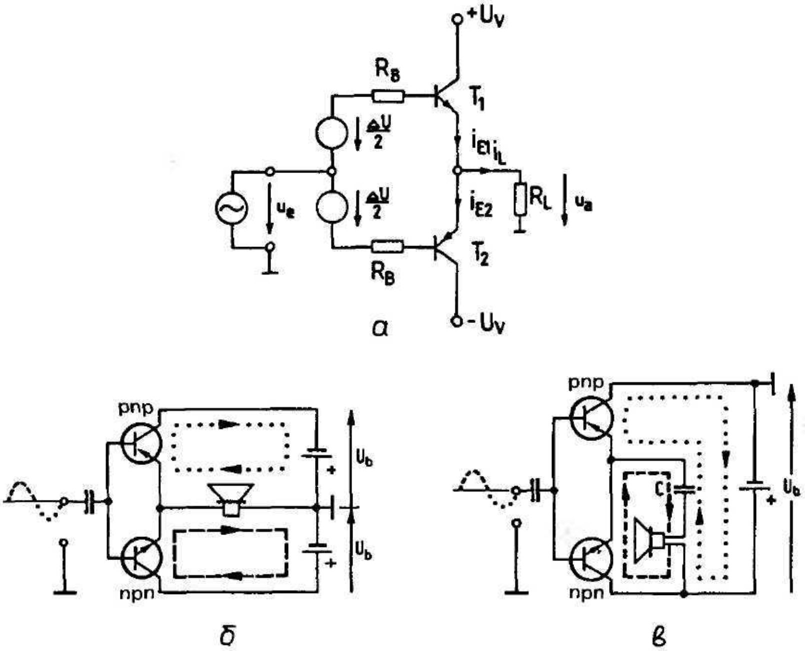


Рис. 13.4.1. Схема комплементарного эмиттерного повторителя (*а*), распределение тока при симметричном (б) и несимметричном (в) напряжении питания [13.22].

13.4.1. Режим *B*

Двухтактный режим *B* отличается тем, что для положительных полуволн сигнала транзистор T_1 работает как эмиттерный повторитель, а транзистор T_2 заперт ($i_{L+} = i_{E1}$, $i_{E2} = 0$). Для отрицательных полуволн сигнала ($u_e < 0$), наоборот, T_2 отперт, а запертым оказывается T_1 ($i_{L-} = i_{E2}$, $i_{E1} = 0$). Угол отсечки тока для каждого транзистора составляет $v = n/2$. В отсутствие сигнала ($u_e = 0$) ток покоя $I_0 = 0$ до тех пор, пока напряжение смещения ΔU меньше прямого напряжения обоих транзисторов U_F.

Малосигнальные свойства

В режиме малого сигнала и при $R_B \ll B/g_m$ коэффициенты усиления по напряжению v_U, по току v_I и выходное сопротивление каскада r_a составляют

$$v_U = \frac{g_m}{g_m + 1/R_L}, \quad v_I = B \simeq \beta,$$

$$r_a = \frac{1}{g_m} = \frac{U_I}{i_E} = \frac{U_T}{i_L}. \qquad (13.4.1)$$

Малосигнальные параметры v_U и r_a сильно зависят от уровня входного сигнала (рис. 13.4.2). При низких уровнях ($i_L \to 0$) уменьшается крутизна ($g_m \to 0$), вследствие чего стремится к нулю коэффициент усиления ($v_U \to 0$) и стремится к бесконечности выходное сопротивление (r_a — oo). Возникающие при этом нелинейные искажения называются переходными нелинейными искажениями.

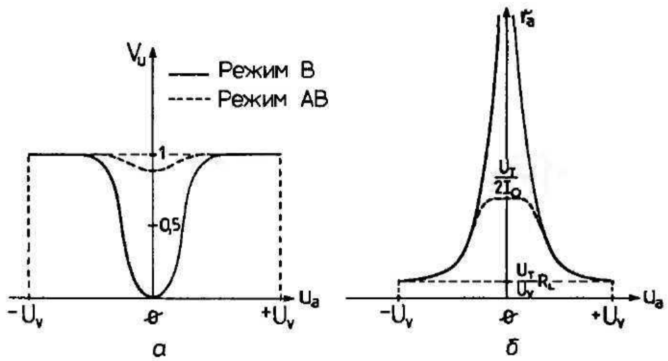


Рис. 13.4.2. Зависимость малосигнальных параметров $v_U(a)$ и $r_a(б)$ от напряжения возбуждения.

Сильносигнальные свойства

Если в линейном режиме пренебречь напряжением насыщения $U_{CE,S}$ и прямым напряжением U_F, то максимальная амплитуда выходного сигнала

$$u_{a,\max} = U_V. \tag{13.4.2}$$

При гармонических сигналах на входе выходная мощность P_L, мощность рассеяния работающего транзистора P_T; мощность, потребляемая от источника P_v (эффективное значение) и коэффициент полезного действия η рассчитываются по коэффициенту использования $a = u_a/u_{a,\max}$ $(0 \leqslant a \leqslant 1)$ (рис. 13.4.3) следующим образом:

$$\begin{aligned} P_L &= a^2 \frac{U_v^2}{2R_L}, \quad P_{L,\max} = \frac{U_v^2}{2R_L}, \\ P_T &= \frac{U_v^2}{R_L}\cdot\left(\frac{a}{\pi} - \frac{a^2}{4}\right) = P_{L,\max}\left(\frac{2a}{\pi} - \frac{a^2}{2}\right), \\ P_v &= P_L + 2\cdot P_T = P_{L,\max}\cdot\frac{4a}{\pi}, \\ \eta &= \frac{\pi}{4}\cdot a. \end{aligned} \tag{13.4.3}$$

Потребляемая мощность P_v и коэффициент полезного действия η увеличиваются прямо пропорционально коэффициенту использования, поэтому максимальных значений они достигают при $a = 1$, т.е. при максимальном уровне входного сигнала

$$P_{v,\max} = 1{,}27\cdot P_{L,\max}, \tag{13.4.4}$$

$$\eta_{\max} = 78{,}5\%,$$

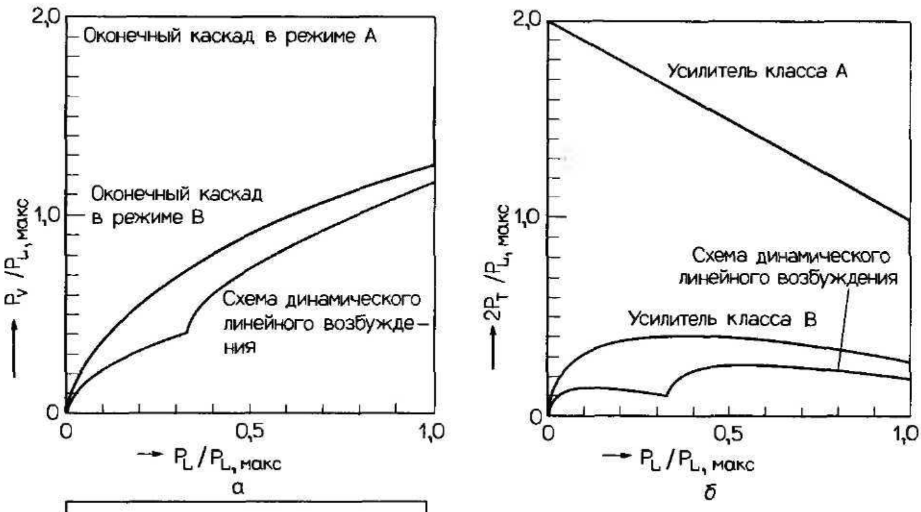
в то время как мощность рассеяния транзистора достигает максимума при $a = 0{,}635$

$$P_{T,\max} = 0{,}20\cdot P_{L,\max}, \tag{13.4.5}$$

$$P_T = 0{,}14\cdot P_{L,\max} \text{ при } a = 1.$$

13.4.2. Режим *AB*

Используя транзистор при токе покоя $I_0 > 0$, можно значительно уменьшить зависимость слабосигнальных параметров от уровня входных сигналов (рис. 13.4.2).



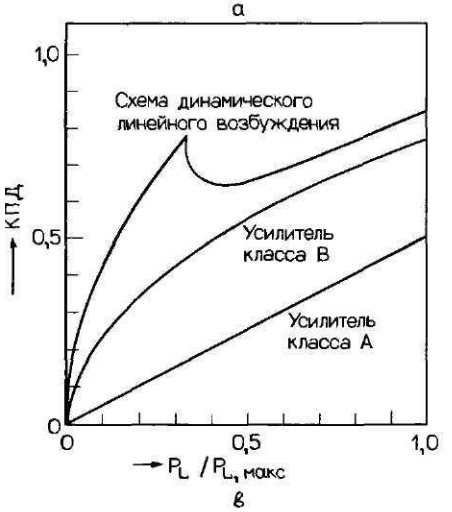


Рис. 13.4.3. Сравнительные графики зависимости потребляемой мощности P_v(*а*), общей мощности рассеяния транзисторов $2P_T$(*б*) и КПД от относительной выходной мощности в режимах *А*, *В*, и для схемы DLD(*в*) (разд. 13.11.5). Нормирование по максимальной выходной мощности $P_{L,\max}$ [13.14].

Угол отсечки тока составляет v > $\pi/2$. В окрестности точки перехода через 0 транзисторы работают в активном режиме, и соответствующий транзистор запирается лишь при больших амплитудах сигнала. Результирующая передаточная характеристика получается путем наложения двух характеристик, смещенных одна относительно другой на величину напряжения смещения At/ = U_F.

Поскольку ток покоя I_0 обычно пренебрежимо мал по сравнению с выходным током $I_{L\ \max}(I_0 \leqslant 0{,}1 \cdot I_{L\max})$, то мощностные соотношения в режиме *АВ* остаются такими же, как в режиме *В* (см. таблицу на рис. 13.2.3).

Малосигнальные параметры при $i_L = u_a/R_L$ составляют

$$v_U = \frac{R_L(i_L + I_0)}{R_L(i_L + I_0) + U_T} \simeq 1, \quad v_I \simeq B \simeq \beta; \tag{13.4.6}$$

$$r_a = \left(\frac{U_T}{i_L + I_0}\right) \bigg\| \left(\frac{U_T}{I_0 - i_L}\right).$$

Рабочая точка определяется фиктивным напряжением смещения $U_0 = R_L I_0$, причем для уменьшения переходных нелинейных искажений целесообразно выбрать $U_0 \gg U_T$.

13.4.3. Режим *A*

При достаточно большом напряжении смещения ΔU режим *A* устанавливается, когда $I_0 \geqslant i_{L\ \max} = U_V R_L$. Благодаря постоянному напряжению смещения коллекторный ток одного транзистора спадает в такой же мере, в какой ток второго каскада увеличивается под влиянием дополнительного тока нагрузки

$$I_{C1} = I_0 + i_L, \quad I_{C2} = I_0 - i_L \tag{13.4.6a}$$

Расчет малосигнальных параметров проводится по формулам (13.4.6). Поскольку во всем динамическом диапазоне возбуждения оба транзистора активны, то коэффициент усиления v_U и нагрузочное сопротивление r_a постоянны, и нелинейные переходные искажения не возникают.

Сильносигнальные свойства каскада в режиме *A* можно проследить по рис. 13.2.3 в предположении, что $I_0 = U_v / R_L$:

$$P_L = a^2 \cdot \frac{U_v^2}{2R_L}, \quad P_{L,\max} = \frac{U_v^2}{2R_L},$$

$$P_T = \frac{U_v^2}{R_L}\left(\frac{1}{2} - \frac{a^2}{4}\right) = P_{L.\max} \cdot \left(1 - \frac{a^2}{2}\right), \tag{13.4.7}$$

$$P_v = P_L + 2P_T = 2P_{L,\max},$$

$$\eta = \frac{a^2}{2}.$$

Потребляемая мощность P_L постоянна (признак режима *A*) и равна удвоенной мощности гармонического сигнала $P_{L.\max}$. Мощность рассеяния одного транзистора достигает максимума в отсутствие сигнала и составляет $P_{T,\max} = P_{L,\max}$, коэффициент полезного действия увеличивается пропорционально квадрату напряжения сигнала и при максимальном уровне сигнала достигает $\eta = 50\%$ (рис. 13.4.3).

Напряжение смещения

Напряжение смещения AU создается суммой напряжений

$$\Delta U \simeq \sum_n U_{\text{пот}} + I_0 \sum R_E, \tag{13.4.8}$$

где $\sum U_{\text{пот}}$ – сумма напряжений база – эмиттер всех транзисторов, I_0 – ток покоя выходного транзистора и $\sum R_E$ – сумма эмиттерных сопротивлений.

Несколько вариантов построения схемы построения схемы для получения напряжения смещения показаны на рис. 13.4.4.

Основная проблема использования биполярных транзисторов в режиме *A* – температурная зависимость тока покоя. При неизменном напряжении смещения база-эмиттер коллекторный ток возрастает примерно на 8% на каждый градус повышения температуры (это следует из известной формулы $\partial U_{BE}/\partial T = -2mV/K$). В результате транзистор еще больше нагревается и, наконец, может разрушиться (термическая положительная обратная связь).

Одно из основных требований с точки зрения термостабильности работы каскада состоит в том, что при самых неблагоприятных условиях (максимальная температура среды, нагрев до максимально допустимой температуры рабочей зоны транзистора) мощность рассеяния в режиме покоя $P_{T,0} = I_0(T_{\max}) \cdot U_v$ всегда должна оставаться меньше рассеиваемой мощности P_T транзистора в возбужденном состоянии (в присутствии сигнала). Установлено, что для кремниевых транзисторов дополнительное сопротивле-

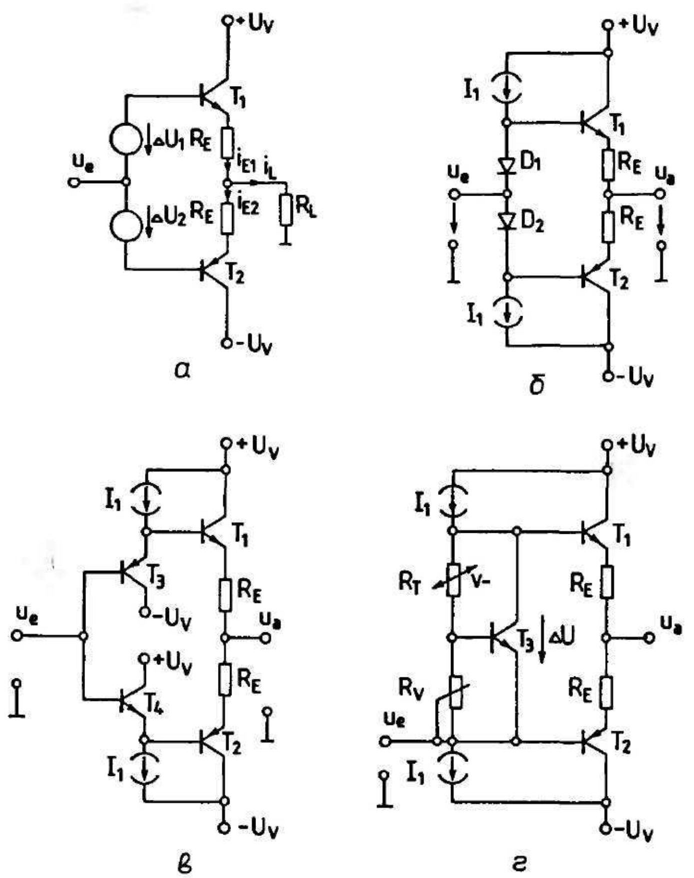


Рис. 13.4.4. Способы получения напряжения смещения: обычный (с), с **помощью диодов** (б), с помощью транзисторов (в), с помощью транзистора как источника напряжения (г).

ние в цепи эмиттера R_E, при котором $I_0 \leqslant 50$ мА, составляет приблизительно 0,5 Ом.

На рис. 13.4.4. *б* показан способ регулирования напряжения смещения (положения рабочей точки) изменением протекающего через диоды тока I_1, используя параллельный или последовательный переменный резистор. Для лучшей термостабилизации требуется, чтобы диоды и выходные транзисторы были смонтированы на радиаторе по возможности плотнее. Однако абсолютной термокомпенсации достичь практически невозможно из-за разности температур радиатора и полупроводникового кристалла $T_{радиат} - T_{крист}$.

Один из вариантов решения схемы показан на рис. 13.4.4. В обоих случаях ток I_1 должен быть больше максимального тока базы при полной раскачке транзисторов T_1 и T_2. Это необходимо для того, чтобы диоды D_1,D_2 и транзисторы T_3 и T_4 не запирались раньше, чем сигнал достигнет максимума.

На рис. 13.4.4, г показана стандартная схема установления напряжения смещения, получившая довольно широкое распространение. Транзистор T_3 здесь является источником постоянного напряжения

$$\Delta U = \frac{R_T + R_V}{R_V} \cdot U_{BE3}, \qquad (13.4.9)$$

из которого можно получить напряжение смещения АС > U_{BE3} и регулировать его. Термостабилизация достигается благодаря тому, что с изменением температуры при

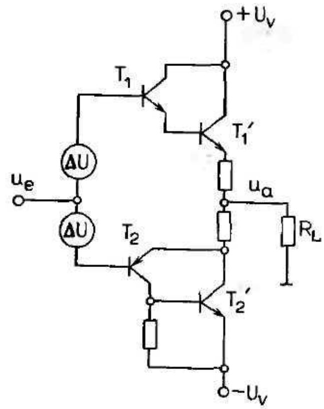


Рис. 13.4.5. Схема квазикомплементарного двухтактного эмиттерного повторителя.

I_1 = const уменьшается напряжение U_{BE3} (монтаж с непосредственным термическим контактом с транзисторами T_1 и T_2).

Весьма важное требование к этой схеме состоит в том, что ток покоя I_1 в цепи выделения напряжения смещения не должен зависеть от уровня входного сигнала, т.е. он должен быть больше максимального тока базы выходного транзистора ($I_1 \geqslant 5 \cdot i_{L,\max}/\beta$).

13.4.4. Квазикомплементарный эмиттерный повторитель.

На рис. 13.4.5 приведен вариант схемы 13.4.1 с двумя одинаковыми выходными транзисторами T_2, T'_2 (так называемая «схема двухтактного эмиттерного повторителя на квазикомплементарных транзисторах»).

13.4.5. Комплементарный истоковый повторитель

При выборе рабочей точки для полевых транзисторов с управляющим переходом дополнительное напряжение АС/ не требуется. Ее можно установить с помощью резистора R_Sв цепи ОС по току (рис. 13.4.6, а, *б*). Ток покоя I_0 определяется из условия $u_a = 0$ при $u_e = 0$, т. е. $| U_{GS} | = R_S I_0$:

$$R_{sj} = \frac{|U_{pj}|}{I_0}\left(1 - \sqrt{\frac{I_0}{I_{DSj}}}\right). \tag{13.4.10}$$

Недостаток схемы состоит в том, что для получения малых токов покоя требуется большое сопротивление R_S. Напряжение смещения можно также установить на источнике отрицательного постоянного напряжения — *AV*. Для этого достаточно переключить (поменять местами) выводы затворов T_1 и T_2. Более пригодными для мощных каскадов являются полевые транзисторы с изолированным затвором, у которых напряжение смещения в цепи затвор-исток такое же, как у биполярных транзисторов (рис. 13.4.6,в).

Малосигнальные параметры рассчитываются по формулам

$$r_a = \left(R_1 + \frac{1}{g_{m1}}\right) \Bigg\| \left(R_2 + \frac{1}{g_{m1}}\right);$$

$$v_I \to \infty, \quad v_U = \frac{R_L}{R_L + R_S + \dfrac{1}{g_m}} < 1. \tag{13.4.11}$$

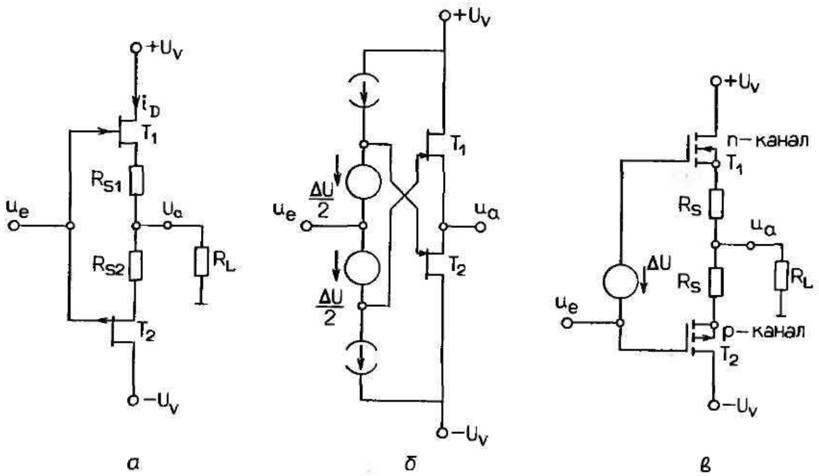


Рис. 13.4.6. Комплементарный истоковый повторитель. Способ установки рабочей точки для полевых транзисторов разных типов (*а. б. в*).

13.4.6. Сравнение схем на биполярных и полевых транзисторах

На низких частотах полевые транзисторы работают как усилители тока с $v_I \to \infty$, поэтому их нагрузка на предварительные каскады незначительна (они не требуют также и согласующих, промежуточных цепей, например моста Дарлингтона). На верхних частотах мощность раскачки в цепи затвора определяется входной емкостью C_i и напряжением перехода затвор-исток U_{GS}:

$$P_e = f \cdot C_i \cdot U_{GS}^2. \qquad (13.4.12)$$

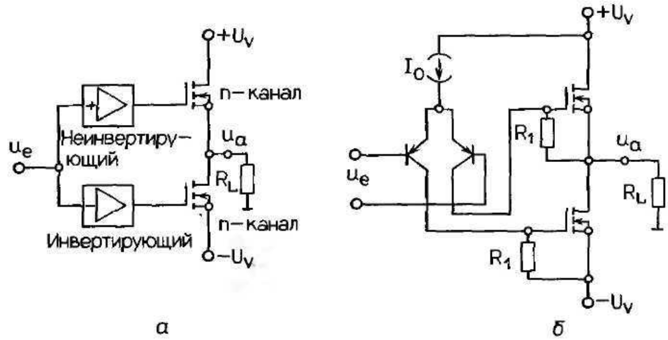
Ориентировочно при частоте сигнала $f = 20$ кГц, $C_i = 900$ пФ и $U_{GS} = 6$ В можно получить $P_e \sim 0{,}65$ мВт. Таким образом, выходной каскад на полевом МОП-транзисторе можно непосредственно подключать к предварительному каскаду усиления (в режиме *А*). Правда, вследствие меньшей, чем у биполярных транзисторов, крутизны, нелинейные искажения истоковых повторителей v_U оказываются большими, поскольку крутизна g_m зависит от уровня входного сигнала. (Поэтому такие каскады должны работать при больших коэффициентах усиления напряжения холостого хода и с более глубокой ОС.)

Поскольку основных носителей заряда в цепи затвора нет, то и при больших токах быстродействие каскада на полевом МОП-транзисторе в режиме коммутации достаточно высокое (длительность коммутации около 0,05 мкс). Выходные каскады на полевых транзисторах обладают хорошими передаточными свойствами на высоких частотах. Благодаря температурной зависимости напряжения U_{GS} рабочая точка стабилизируется автоматически (эффект самостабилизации).

Недостатком каскадов на полевых транзисторах является небольшой максимальный ток в цепи затвора, что приводит к необходимости включать параллельно несколько каскадов. Кроме того, у них больше сопротивление насыщения цепи сток-исток ($R_{DS,S} \approx 0{,}2 \ldots 2$ Ом). Поэтому динамический диапазон выходных напряжений и выходная мощность ограничены, особенно при низком напряжении питания.

Поскольку *p*-канальные комплементарные полевые транзисторы более сложны по технологии изготовления, то мощные выходные каскады реализуются по квазикомплементарной схеме на истоковых повторителях на полевых МОП-транзисторах (рис.

Рис. 13.4.7. Способ возбуждения квазикомплементарных истоковых повторителей (*а*), реализация на дифференциальном усилителе (б).



13.4.7). На вход подаются два сдвинутых на 180° сигнала, источником которых может быть, например, дифференциальный усилитель.

В усилителях на полевых транзисторах при работе на низких частотах могут возникнуть нелинейные искажения термического происхождения. На частотах ниже 100 Гц сигнал изменяется так медленно, что за один полупериод температура кристалла успевает измениться и, следовательно, изменяются пороговое напряжение и крутизна полевого транзистора.

13.5. Отрицательное входное сопротивление

В случае когда сигнал поступает от источника с низкоомным выходом, истоковые повторители (как и эмиттерные) склонны к самовозбуждению. Упрощенная эквивалентная схема истокового повторителя приведена на рис. 13.5.1. Под влиянием входной емкости C_i (типичные величины для мощных полевых транзисторов $C_i \geqslant 500$ пФ) и емкости нагрузки C_L входное сопротивление $\underline{Z}_E$ при

$$R_0 + r_G + R_L < \frac{C_L R_L^2 g_m}{C_i} \tag{13.5.1}$$

становится отрицательным.

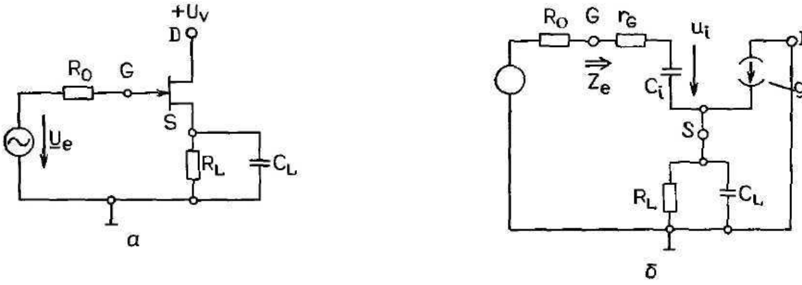
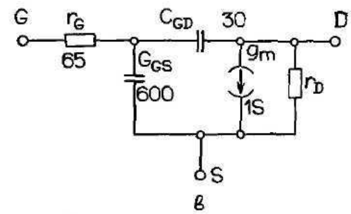


Рис. 13.5.1. Истоковый повторитель (с) и линейная эквивалентная схема (*б*); типичная малосигнальная модель полевого МОП-транзистора (в).



Меры предупреждения самовозбуждения каскада:

- включить индуктивность между выходом и нагрузкой,
- сопротивление в цепи затвора R_G (или базы) выбрать более 100 Ом (при этом, правда, ухудшится частотная характеристика).

13.6. Переходные нелинейные искажения

13.6.1. Переходные искажения 1-го рода

Характеристика передачи эмиттерных (истоковых) повторителей в режимах *AB* и *B* (зависимость u_a от u_e) имеет сильно выраженную S-образную форму в окрестности начала координат (рис. 13.6.1). Обусловленные этой нелинейностью искажения сигнала называются переходными искажениями 1-го рода. Характерной их особенностью является то, что при снижении уровня сигнала они увеличиваются. Уменьшить их можно, используя режим *AB* и увеличив ток покоя I_0. Что касается величины тока покоя, то можно рекомендовать величины

$$I_0 = 0{,}02\ldots0{,}1 \cdot i_{L,\max}.$$

Уменьшить переходные искажения 1-го рода можно и с помощью обратной связи. Поскольку в начальной области характеристики коэффициент усиления по напряжению $v_U \ll 1$, то и петлевое усиление мало и, следовательно, эффект линеаризации незначителен. Дополнительную линеаризацию характеристики передачи позволяют получить так называемые «токоразгружающие» схемы каскада.

13.6.2. Переходные искажения 2-го рода

В каскадах на комплементарных транзисторах при работе на высоких частотах возникают искажения, которые обусловлены временными свойствами **транзисторов** – их быстродействием, а также индивидуальными различиями частотных свойств транзисторов, работающих в двухтактном режиме. Временные задержки сигнала, вызываемые процессом коммутации, приводят к искажениям в начальной области характе-

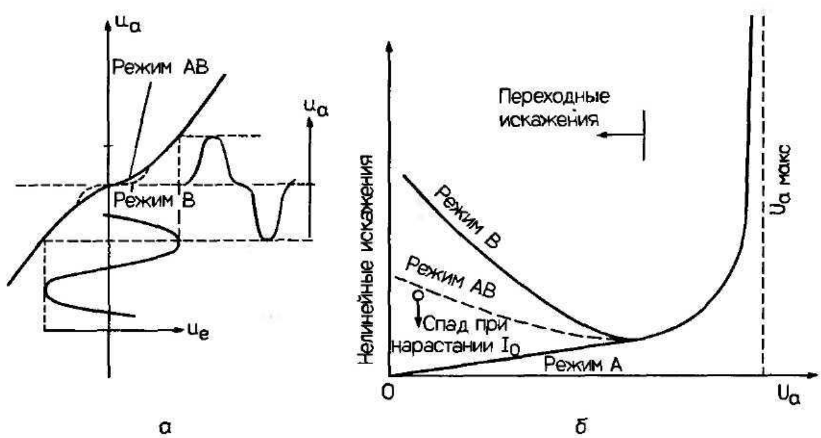


Рис. 13.6.1. Передаточная характеристика комплементарного повторителя и результирующий выходной сигнал в режимах *B* и *AB(а)*, переходные нелинейные искажения 1-го рода *(б)*.

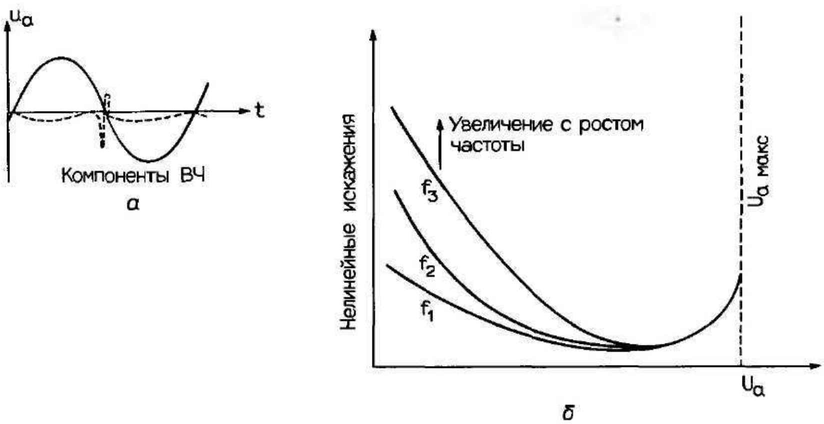


Рис. 13.6.2. Типичная форма сигнала *(а)* и переходные нелинейные искажения 2-го рода (б).

ристики (в области перехода через нуль). Эти искажения называются переходными искажениями 2-го рода (рис. 13.6.2). Обычно половина эмиттерного повторителя на *pnp*-транзисторе по своим коммутационным свойствам оказывается менее быстродействующей, чем на *npn*-транзисторе. В точке перехода положительной полуволны к отрицательной задержка отпирания *pnp*-транзистора вызывает импульсную помеху (искажение формы сигнала).

Чисто технически уменьшить переходные искажения 2-го рода можно путем увеличения тока возбуждения *pnp*-транзистора и прежде всего на высоких частотах сигнала. Что же касается обратной связи, охватывающей весь усилитель, то желаемого эффекта снижения искажений она здесь дать не может.

Это объясняется тем, что при увеличении частоты снижается общее и петлевое усиление, усиление в окрестности нулевой точки мало, а также тем, что в режиме насыщения транзистор становится практически неуправляемым извне.

13.6.3. Управляемые источники напряжения смещения

Как сказано выше, при работе каскадов в режимах *В* и *АВ* в момент перехода транзистора из состояния пропускания в запертое состояние возникают переходные искажения. «Отключение» одной половины двухтактного каскада происходит потому, что, несмотря на неизменное смещение ΔU, напряжение перехода база-эмиттер и падение напряжения на эмиттерном сопротивлении отпертого транзистора все-таки увеличиваются, следовательно, напряжение смещения другой половины каскада уменьшается. Этот эффект можно исключить, если управлять напряжением смещения в цепи база-эмиттер таким образом, чтобы ток покоя продолжал протекать и в запертом повторителе [13.4-13.6, 13.3.2]. В результате процесс переключения состояний схемы в окрестности нулевой точки ускоряется, а значит, уменьшаются переходные искажения 2-го рода (“Non-Swithing Amplifier").

Принципиальная схема управляемого источника напряжения смещения показана на рис. 13.6.3, *а* [13.4]. В режиме пропускания создается напряжение смещения АС/, и ток сигнала через диод D_1 поступает на выходные транзисторы. В запертой половине каскада напряжение смещения в цепи базы с помощью диода D_2 удерживается на нижнем пределе $U_1 - U_{пот}$, и ток покоя базы поступает от диода D_2.

Известны и другие способы автоматического регулирования напряжения смещения. Так, например, один из них состоит в том, что общее напряжение смещения

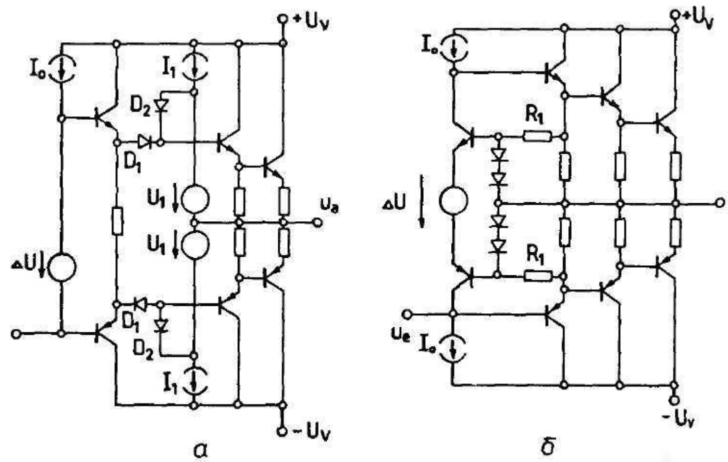


Рис. 13.6.3. Управляемые источники напряжения смещения: основная схема (*а*), схема с положительной и отрицательной ОС(б).

увеличивается ровно на столько, на сколько увеличивается напряжение смещения в активной ветви (способ положительной ОС). Альтернативным ему является способ, построенный на оценке спада напряжения смещения в пассивной ветви. Это уже режим отрицательной ОС, который, безусловно, более стабилен. Схемы реализации обоих способов (положительной и отрицательной ОС) показаны на рис. 13.6.3, *б*.

13.7. Электронные защитные устройства

13.7.1. Ограничитель выходного тока

Очень часто для предотвращения разрушения транзисторов в выходных каскадах, к которому может привести короткое замыкание в схеме или ее самовозбуждение, применяют специальные схемы, позволяющие ограничивать максимальный ток транзистора на заданном уровне. Принцип работы этих схем основан на оценке тока в цепи эмиттера выходного транзистора и ограничении напряжения перехода база–эмиттер.

Довольно эффективно ограничивать ток выходного транзистора позволяет схема на рис. 13.7.1. В момент, когда напряжение база-эмиттер U_{BE} транзисторов T_3 и T_4

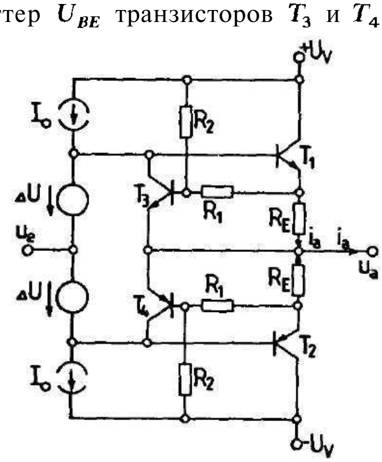


Рис. 13.7.1. Ограничение тока выходных транзисторов. Способ с отключающими транзисторами T_3 и T_4.

превышает определенный порог, отпирается эмиттерно-коллекторная цепь. Сопротивление $R_1 = 100$ Ом защищает транзисторы T_3 и T_4 от бросков тока в цепи базы.

Если $R_2 > R_1$, то при уменьшении выходного напряжения u_a снижается также максимальный ток $i_{a,\max}$, вследствие чего уменьшается и мощность рассеяния при коротком замыкании. Так, если выбрать $R_1/(R_E \cdot R_2) \geq 1/R_L$, то

$$|i_{a,\max} - i_a| = \Delta i \simeq \frac{U_{BE\,3,4}}{R_E} - \frac{U_v}{R_E R_2}. \tag{13.7.1}$$

Отсюда видно, что максимальный ток ограничивается на уровне, превышающем ток сигнала i_a на некоторую постоянную величину *Ai*.

13.7.2. Защитная схема SOAR

Схема защиты транзистора по способу SOAR ("Save Operation Area") допускает его работу в определенных пределах величин тока (см. рис. 13.2.1). Условия вступления схемы в действие одновременно должны зависеть от U_{CE} и I_C.

Принципиальная схема ограничителя по способу SOAR приведена на рис. 13.7.2. В этой схеме защищается верхний выходной транзистор 77. Управляющим параметром служит напряжение u_K, которое складывается из падения напряжения на R_1, создаваемого током i_{C1}, и составляющей, пропорциональной U_{CE1}:

$$u_K = R_1 i_{C1} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} u_{CE1}. \tag{13.7.2}$$

Выходное напряжение транзистора *T4* сравнивается с некоторым опорным напряжением U_V в дифференциальном усилителе *T5, Тб.* Если оно больше, чем U_V, то отпирается *T5* и ток источника предварительного каскада I_1 уменьшается до величины

$$i_{C1,\max} = \frac{U_{PK,\max}}{R_1} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{u_{CE\,1}}{R_1}, \tag{13.7.3}$$

при которой $U_{PK\ \max}$ опять опускается ниже порога.

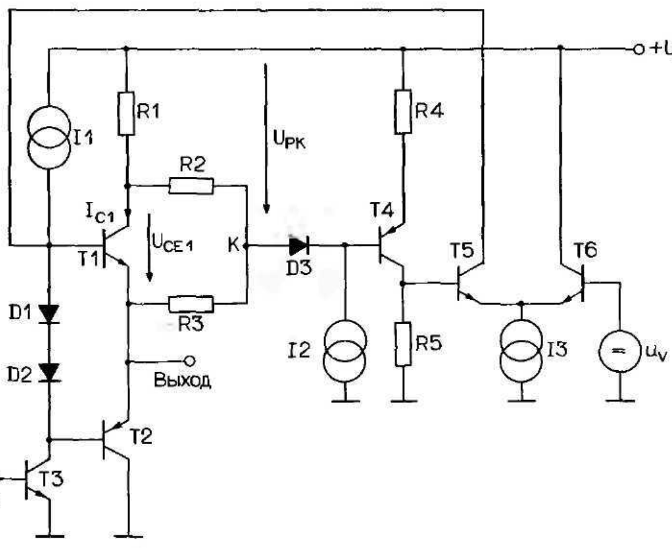


Рис. 13.7.2. Принципиальная схема оконечного каскада с защитой выходного транзистора Т1 от перегрузок [13.3].

13.7.3. Рассеяние мощности на высоких частотах

Описанные схемы не позволяют эффективно контролировать свойственное биполярным транзисторам нарастание рассеиваемой мощности при увеличении частоты сигнала, а также при самовозбуждении. Процесс переключения транзисторов имеет конечную длительность (у мощных транзисторов она измеряется микросекундами), и в момент, когда один транзистор отпирается, второй еще в течение некоторого промежутка времени остается открытым, т.е. в обоих транзисторах существует коллекторный ток, и, следовательно, увеличивается мощность потерь P_T. Это увеличение тем больше, чем быстрее нарастание выходного напряжения в области перехода функции через 0 или чем чаще переключения транзистора. Создается опасность термической перегрузки транзисторов, которая, как нетрудно видеть, оказывается пропорциональной частоте.

Меры защиты от этого неприятного явления состоят в грамотном подборе эмиттерных сопротивлений, применении защитных диодов, использовании быстродействующих (с малыми постоянными времени коммутации) транзисторов и быстродействующих защитных схем.

13.7.4. Защита мостовых схем от постоянных напряжений

В усилителях с мощными каскадами, собранными по мостовой схеме, громкоговоритель оказывается гальванически связанным с выходом каскада даже при однополярном напряжении питания, поскольку оба выхода находятся под одинаковым напряжением покоя (обычно $U_V — U_B/2$) (рис. 13.7.3).

В нормальном режиме напряжение покоя U_v получается из U_B с помощью делителя $R_G— R_5$ (оба каскада охвачены общей ОС по постоянному напряжению, т. е. $v_u(0) = 1$). Если, например, в результате короткого замыкания одного из выходов на землю изменится его напряжение U_A, то соответственно изменится и потенциал покоя U_v (цепь *R3, R4, D1/D2),* и оба выхода окажутся под одинаковым потенциалом. Таким образом окажется защищенным и громкоговоритель ($\Delta U_K \cong 0 \rightarrow I_K = 0$), и выход усилителя. Диоды *D1/D2* определяют нижний порог срабатывания защиты, а конденсатор C_S позволяет выбрать нужную временную задержку срабатывания.

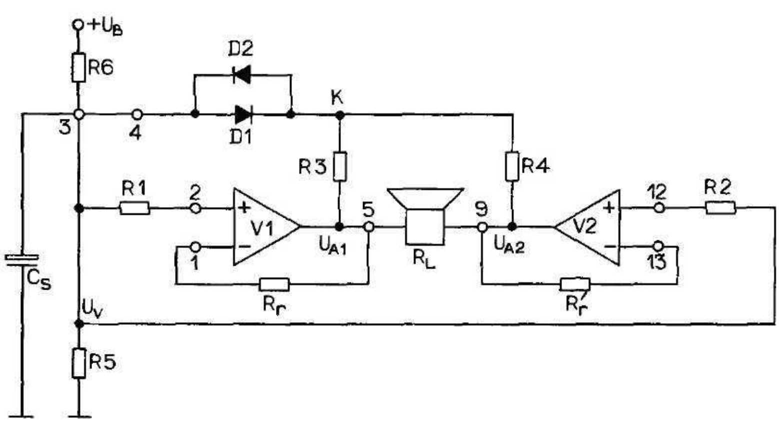


Рис. 13.7.3. Принципиальная схема мостового выходного каскада с защитой громкоговорителя от постоянных напряжений [13.3].

13.8. Выходные каскады с большим током

Мощные биполярные транзисторы обладают небольшим коэффициентом усиления по току ($B \leqslant 50$). Поэтому однокаскадные эмиттерные повторители могут работать при выходных токах порядка сотен миллиампер. Большие коэффициенты усиления по току ($v_I > 100$) можно получить, включив выходные транзисторы по схеме Дарлингтона.

Эмиттерный повторитель Дарлингтона

Принципиальная схема выходного каскада на симметричной паре транзисторов, работающих в режиме эмиттерного повторителя, показана на рис. 13.8.1, а. Ток покоя устанавливается с помощью резистора R_1 при напряжении смещения AU. Укажем, кстати, что сопротивление R_1, с одной стороны, уменьшает общий коэффициент усиления по току $v_1 < \beta_1 \beta_2$, но, с другой, ускоряет отток зарядов с баз транзисторов T_3 и T_4 во время переключений. Если ток покоя I_0 создается только для входных транзисторов T_1 и T_2, то напряжение смещения следует выбирать из условия $2U_{пот} \leqslant AU = 4U_{пот}$. В малосигнальном режиме работают только транзисторы T_1 и T_2, выходные транзисторы отпираются только при больших выходных токах, когда

Псевдодвухтактный эмиттерный повторитель

Укажем, что псевдодвухтактный эмиттерный повторитель (его схема приведена на рис. 13.8.1, *б*) не дает такого усиления по току, какое можно получить в схеме Дарлингтона. Ток на базы транзисторов T_3 и T_4 поступает через R_1.Его сопротивление должно быть очень небольшим, поскольку при этом потенциал базы транзисторов T_3 и T_4 при максимальном входном сигнале оказывается близким к напряжению питания, т. е. транзисторы работают в режиме максимального динамического диапазона. С этой целью вместо R_1 целесообразно использовать источник постоянного тока (см. рис. 13.4.4, в).

Квазикомплементарный змиттерный повторитель

В квазикомплементарных выходных каскадах (рис. 13.8.1, в) используются два одинаковых транзистора T_3 и T_4 (преимущества такой схемы: экономичность, возможность использования *npn*-транзисторов на повышенных частотах единичного усиления). Транзисторы T_2 и T_4 образуют двухтактный усилитель напряжения с обратной связью, коэффициент усиления по напряжению $v_U = 1$. Таким образом каскад искусственно приобрел свойства одного *npn*-транзистора. На положительных полуволнах сигнала работает схема Дарлингтона на транзисторах T_1 и T_3. В связи с тем что характеристики передачи всего каскада в целом различны для положительных и отрицательных полуволн сигнала, то в ней возникают дополнительные нелинейные искажения.

Параллельное включение выходных транзисторов

Для работы в режимах больших токов и при повышенной мощности потерь два выходных транзистора включаются параллельно (T_3 и T_4 на рис. 13.8.1, *г*). Ток каждого транзистора при этом снижается, поэтому коэффициент усиления по току при максимальном возбуждении снижается в меньшей степени, и напряжение насыщения $U_{CE\ S}$ тоже остается меньшим. Кроме того, в такой схеме можно использовать транзисторы с небольшим $I_{C,\max}$, но с более высокой граничной частотой единичного усиления. В связи с тем что увеличивается входная емкость каскада (у мощных транзисторов емкость перехода база–эмиттер достигает 1 нФ), параллельно соединенные выходные транзисторы рекомендуется подключать раздельно к параллельно включенным транзисторам промежуточных каскадов.

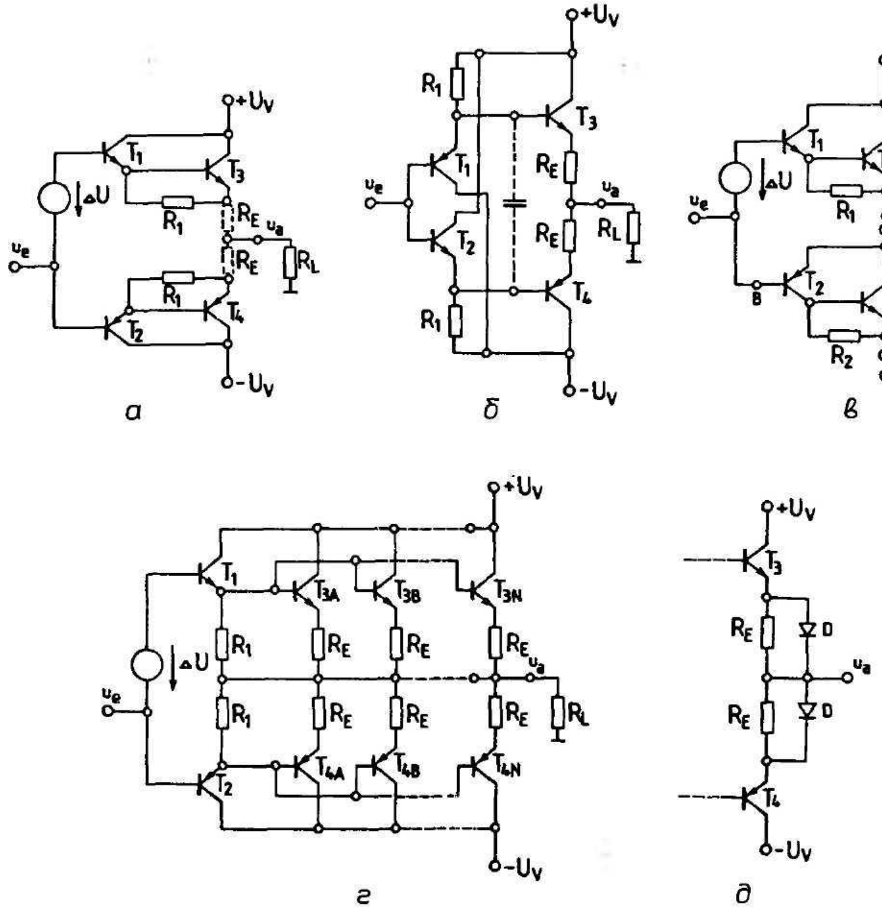


Рис. 13.8.1. Выходной каскад Дарлингтона *(а)*, псевдо-двухтактный эмиттерный повторитель (*б*), квазикомплементарный каскад Дарлингтона (в), параллельное включение транзисторов (г), эмиттерные сопротивления с шунтирующими диодами *(д)*.

Шунтированные эмиттерные сопротивления

Шунтирование эмиттерных сопротивлений мощными диодами позволяет снизить падение напряжения на R_E при максимальном возбуждении транзистора (увеличение выходной мощности). При этом для лучшей стабилизации рабочей точки сопротивление R_E следует выбирать по возможности большим.

13.9. Мостовые схемы

В мостовой схеме выходного усилителя два каскада включаются в противофазе и работают на общую нагрузку (сопротивление нагрузки включается между каскадами), как показано на рис. 13.9.1. Громкоговоритель может подключаться непосредственно к мостовой схеме даже при однополярном питании, поскольку потенциал покоя обоих выходов одинаков (обычно $U_v = U_B/2$) (см. рис. 13.7.3). Поскольку каскады работают в противофазе, то средняя точка сопротивления нагрузки R_L должна быть заземлена.

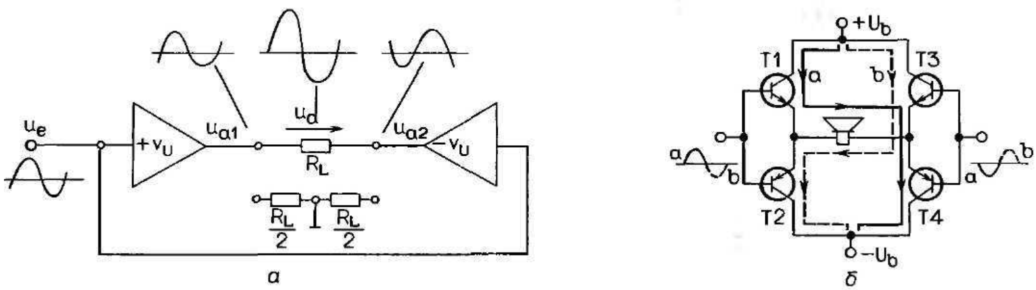


Рис. 13.9.1. Мостовая схема выходного каскада (*а*), распределение токов (*б*) [13.22].

Таким образом, каждый каскад имеет нагрузку $R_L/2$, выходной сигнал получается симметричным относительно земли (не требуется конденсатор связи, нагрузка подключена непосредственно). Выходное напряжение u_a на нагрузке

$$u_a = u_{a1} - u_{a2} = 2v_U u_e,$$
$$\hat{u}_{a,\max} = 2\hat{u}_{a1,\max} \qquad (13.9.1)$$

оказывается вдвое больше, чем напряжение каждого каскада относительно земли. Следовательно, при одном и том же напряжении питания U_B выходная мощность на нагрузке R_L получается в 4 раза большей.

Для идеального транзистора при $R_S = 0$:

$$P_{L,\mathrm{eff}} = \frac{U_B^2}{2R_L},$$
$$\hat{u}_L = U_B, \quad i_L = \frac{U_B}{R_L}. \qquad (13.9.2а)$$

Для транзистора с конечным сопротивлением насыщения R_S:

$$P_{L,\mathrm{eff}} = \frac{U_B^2}{2} \cdot \frac{R_L}{(R_L + 2R_S)^2},$$
$$\hat{u}_L = U_B \cdot \frac{R_L}{R_L + 2R_S}, \quad \hat{i}_L = \frac{U_B}{R_L + 2R_S}. \qquad (13.9.2б)$$

Противофазное возбужение усилителей с дифференциальными входами возможно различными способами (рис. 13.9.2). В случае несимметричного напряжения питания «плюсовые» клеммы обоих входов должны быть под одним и тем же потенциалом покоя U_0.

Последовательное соединение каскадов (рис. 13.9.2, а)

При такой схеме соединения каскадов усиления первый каскад V_1 работает как неинвертирующий, второй V_2 – как инвертирующий. Коэффициент усиления первого каскада устанавливается путем подбора R_{11} и цепи $R_2 - C_2$ (подбирается импеданс $\underline{Z}_2$). Коэффициент усиления второго (V_2) каскада определяется параметрами цепи обратной

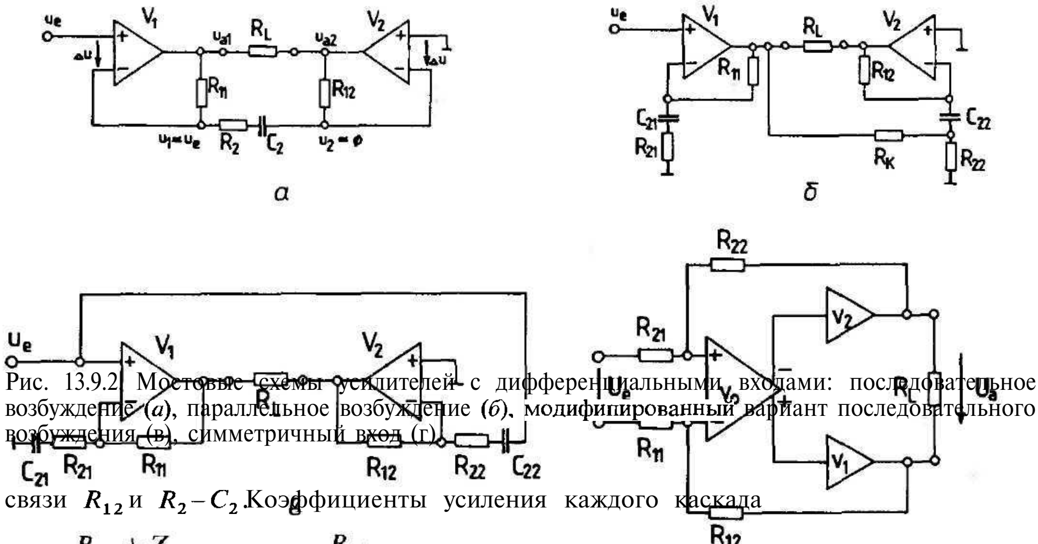


Рис. 13.9.2. Мостовые схемы усилителей с дифференциальными входами: последовательное возбуждение (*а*), параллельное возбуждение (*б*), модифицированный вариант последовательного возбуждения (в), симметричный вход (г).

связи R_{12} и $R_2 - C_2$. Коэффициенты усиления каждого каскада

$$v_{U1} = \frac{R_{11} + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_2}, \quad v_{U2} = -\frac{R_{12}}{\underline{Z}_2}. \tag{13.9.3}$$

Недостаток этой схемы состоит в том, что на второй каскад сигналы поступают уже искаженными первым каскадом. Это же относится и к модифицированной схеме последовательного соединения каскадов на рис. 13.9.2, *б*, в которой между каскадами включено добавочное сопротивление R_K.

Параллельное соединение каскадов (рис. 13.9.2, в)

Оба каскада усиления (V_1 и V_2) получают входной сигнал u_e одновременно. Каскад V_1 работает как неинвертирующий, V_2 – как инвертирующий. В случае идеальных усилителей коэффициент усиления по напряжению получается таким же, как при последовательном соединении каскадов.

Симметричная мостовая схема соединения каскадов (рис. 13.9.2, г)

Достоинство соединения каскадов усиления по симметричной мостовой схеме состоит в том, что общее усиление в обеих ветвях одинаковое:

$$\underline{U}_a = \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{11} + R_{21}} \underline{U}_e. \tag{13.9.4}$$

Схема допускает подключение и незаземленных источников сигнала.

13.10. Схемы с разгрузкой по току

Схемы с обратной связью работают по принципу «обратного» регулирования, при котором конечное усиление всегда связано с различиями между входным и выходным сигналами. Линейные и нелинейные искажения сигнала при этом снижаются пропорционально петлевому усилению v_s, но полностью их устранить нельзя.

Альтернативным является способ «прямого» регулирования (положительной ОС), который при соответствующей настройке схемы теоретически позволяет полностью исключить различия между выходным и входным сигналами. Схемы мощных усилителей, позволяющие реализовать такую передачу сигналов, называются «токоразгружающими схемами» ("current dumping"). Их можно представлять также, как схемы с отрицательной и положительной ОС.

В схемах с разгрузкой по току, которые применяются обычно в тех случаях, когда требуется эффективное подавление переходных искажений усилителей в режимах *B* и *AB*, предварительный каскад является одновременно и корректирующим каскадом усиления.

13.10.1. Основная схема

Основная схема усилителя с разгрузкой по току приведена на рис. 13.10.1, а. Для уяснения принципа работы такого усилителя удобно пользоваться эквивалентной схемой мостового типа (рис. 13.10.1, *б*). Источником нелинейных искажений, возникающих на участке между базой и эмиттером выходного каскада *B*, служит источник напряжения ΔU_0 (им может быть также источник тока ΔI_0). Искажения, возникающие на нагрузке $\underline{Z}_L$, представлены током А/. Предполагается, что предварительный каскад *A* является линейным, поэтому его характеризуют только коэффициент усиления холостого хода и выходное сопротивление $R_A = 0$.

Для того чтобы выходной ток I_L был свободен от искажений, должны соблюдаться следующие условия настройки:

$$Z_P = Z_1 \| Z_2 \| Z_5 \| Z_{вх} \simeq Z_1 \| Z_5. \tag{13.10.1}$$

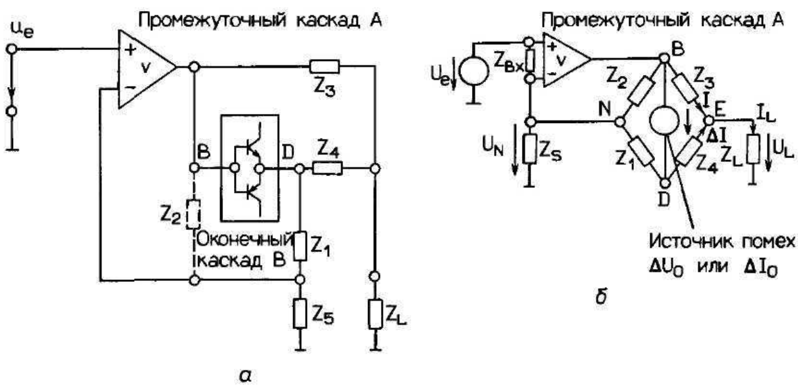


Рис. 13.10.1. Схема каскада с разгрузкой по току (а), представление схемы в виде моста с источником напряжения помехи ΔU_0 (*б*).

Для эквивалентного источника помех по напряжению ΔU_0:

$$\frac{Z_4}{Z_1}=\frac{Z_3}{Z_2}\cdot\frac{\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right)}{\left(1+\frac{Z_3}{Z_2}\right)}+\frac{Z_3\|Z_4}{vZ_P}. \tag{13.10.2}$$

Для эквивалентного источника помех по току ΔI_0:

$$\frac{Z_4}{Z_1}=\frac{Z_3}{Z_2}+\frac{Z_3}{vZ_P}. \tag{13.10.3}$$

Эти условия справедливы лишь для случая конечных значений коэффициента усиления. При бесконечном коэффициенте усиления ($v\to\infty$) нелинейные искажения можно полностью подавить лишь средствами обратной связи (дополнительные условия излишни). Степень разгрузки по току указанным способом сильно зависит от точности удовлетворения указанным требованиям. Наибольший эффект достигается при коэффициентах усиления v = 10 000. Коэффициент усиления в петле ОС в этих условиях может быть небольшим, чем и достигается эффект снижения нелинейных искажений. Коэффициент усиления по напряжению и выходное сопротивление схемы различны для малых и больших сигналов. В области перехода сигнала через 0 (неактивная разгрузка по току, цепь выходного тока замыкается через $\underline{Z}_3$) предварительный каскад должен работать при максимальной, увеличенной в $|(\underline{Z}_3+\underline{Z}_L)/\underline{Z}_L|$ раз скорости нарастания выходного сигнала. Определенные трудности на практике связаны с подбором импедансов $\underline{Z}_4 = pL_4$ и $\underline{Z}_2 = 1/pC_2$.

13.10.2. Варианты схемы

Принцип разгрузки по току (при $A_0 \gg 1$) может быть реализован и в несколько усовершенствованном виде. Для этого импедансы $\underline{Z}_2$ и $\underline{Z}_5$ рассматриваются как элементы цепи ОС, которая определяет коэффициент усиления по напряжению v [13.9]. При этом получают

$$\begin{aligned} v &= \frac{\underline{Z}_2+\underline{Z}_5}{\underline{Z}_5}, \\ \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} &= \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4} = \frac{\underline{Z}_5}{\underline{Z}_1+\underline{Z}_5}\cdot v, \\ \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} &= \frac{\underline{Z}_3\|\underline{Z}_4\|\underline{Z}_L}{\underline{Z}_3}\cdot v. \end{aligned} \tag{13.10.4}$$

Подбором $\underline{Z}_2$ (обычно $\underline{Z}_2 = R_2\|C_2$) устанавливается коэффициент усиления по напряжению v предварительного каскада A. Величина $\underline{Z}_1$ определяется по желаемому рабочему коэффициенту усиления $v_U = (R_1+R_2)/R_5$. Импеданс $\underline{Z}_3$ может быть в пределах активного сопротивления R_3 = 20... 100 Ом. Из условия $\underline{Z}_4 = \underline{Z}_3\underline{Z}_1/\underline{Z}_2$ при $\underline{Z}_2 = R_2\|C_2$ получают $\underline{Z}_4 = R_4 + pL_4$.

13.10.3. Упрощенные схемные решения

Непосредственная разгрузка по току

Простейший вариант схемы усилительного каскада с разгрузкой по току показан на рис. 13.10.2, *а*. Эта схема применяется для увеличения выходного тока интегральных усилителей. При низких уровнях выходного сигнала ($U_a < | U_{пот} |$) ток с выхода промежуточного каскада (например, операционного усилителя) через R_3 поступает непосредственно в нагрузку. При больших уровнях выходного сигнала (когда $R_3 I_L \geqslant \geqslant U_{пот}$) добавочный ток в нагрузку поступает от обоих эмиттерных повторителей, и ток предварительного каскада ограничивается на уровне $I_a = (U_{пот}/R_3) + (I_L/\beta)$. Коэффициент усиления устанавливается подбором R_1, R_2. Динамическое выходное сопротивление при малых сигналах уменьшается пропорционально коэффициенту усиления петли $r_a = R_3/v_S$. Пороговое напряжение отпирания транзисторов каскада *В*

$$u_a \geqslant \frac{|\underline{Z}_L|}{R_3} \cdot U_{пот}; \tag{13.10.5}$$

это означает, что желательно соблюдать условие $R_3 \gg |\underline{Z}_L|$. Одновременно при низких уровнях входного сигнала вследствие деления напряжения $R_3 | \underline{Z}_L|$ уменьшаются в $|\underline{Z}_L/(\underline{Z}_L + R_3)|$ раз коэффициент усиления напряжения и частота единичного усиления. Кроме того, в $|(R_3 + \underline{Z}_L)/\underline{Z}_L|$ раз должна возрасти максимальная скорость нарастания сигнала на выходе промежуточного каскада. Поэтому целесообразно выбирать $R_3 \ll |\underline{Z}_L|$.

Компромисс между этими противоречивыми требованиями обычно удается удовлетворить, если R_1 удовлетворяет условию

$$R_1 \simeq \left(\frac{SR}{\omega_0 10^{-6} \sqrt{2 P_L R_L}} - 1 \right) R_L, \tag{13.10.6}$$

где SR требуемая скорость нарастания сигнала (В/мкс), P_L – выходная мощность при максимальной частоте сигнала. Если задаться P_L = 30 Вт, SR = 10 В/мкс и f_0 = 20 кГц, то при сопротивлении нагрузки R_L = 8 Ом верхним пределом R_1 будет значение 21 Ом.

Косвенная разгрузка по току

Вариант схемы с косвенной разгрузкой по току показан на рис. 13.10.2, *б*. Здесь входными напряжениями для оконечных транзисторов служат падения напряжения на сопротивлениях *R* в цепи питания. Недостатки схемы состоят в том, что транзисторы

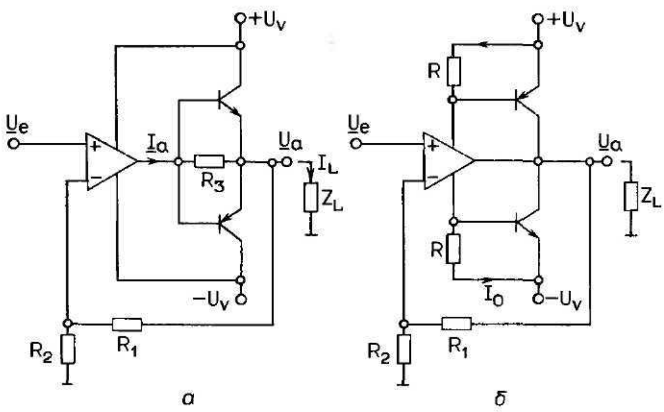


Рис. 13.10.2. Упрощенный вариант схемы с разгрузкой по току (*а*), альтернативная реализация (*б*).

образуют **высокоомный** выход, а ток в цепи питания не полностью соответствует току сигнала. Кроме того, здесь невозможна емкостная развязка цепи питания, поэтому предварительный каскад легко склонен к самовозбуждению.

Пример реальной схемы

Схема реального многокаскадного усилителя с разгрузкой по току показана на рис. 13.10.3. Резистор *R12* служит нагрузкой для предварительного каскада (операционного усилителя). Напряжение питания предварительного каскада стабилизировано (*Z1* – **для** транзистора 77 и *Z2*- для транзистора 72) и является частью общего напряжения питания 50 В. Ток в цепи питания ОУ, зависящий от уровня сигнала, поступает через *R4* и *R5* на входы эмиттерных повторителей (транзисторы *Т3* и *Т4).* По мере увеличения входного сигнала в цепь усиления подключается сначала пара транзисторов 75 и 75, а затем и следующая пара 77 и 73.

Для нормальной работы схемы требуется, чтобы рабочая точка была единой для симметричных половин. Поэтому практически возможен только режим *В.* Коэффициент усиления по напряжению определяется сопротивлениями *R12, R4* (*R6, R8*) и сопротивлением нагрузки R_L. Выходной импеданс очень большой, незначительное уменьшение его возможно лишь с помощью обратной связи. Рабочий коэффициент усиления $v_u = (R10 + Rll)/R10$ определяется как для обычного неинвертирующего усилителя (управляемая напряжением ОС по напряжению, так как вследствие $R_L \ll R11$ выходным напряжением является падение напряжения $\underline{U}_a$ на R_L). Недостаток схемы заключается в том, что сопротивление *R12* практически не является нагрузкой R_L (громкоговоритель): при низких уровнях входных сигналов линейный ток предварительного каскада в нагрузку не попадает. Все переходные искажения и искажения, вносимые операционным усилителем, снижаются только благодаря обратной связи.

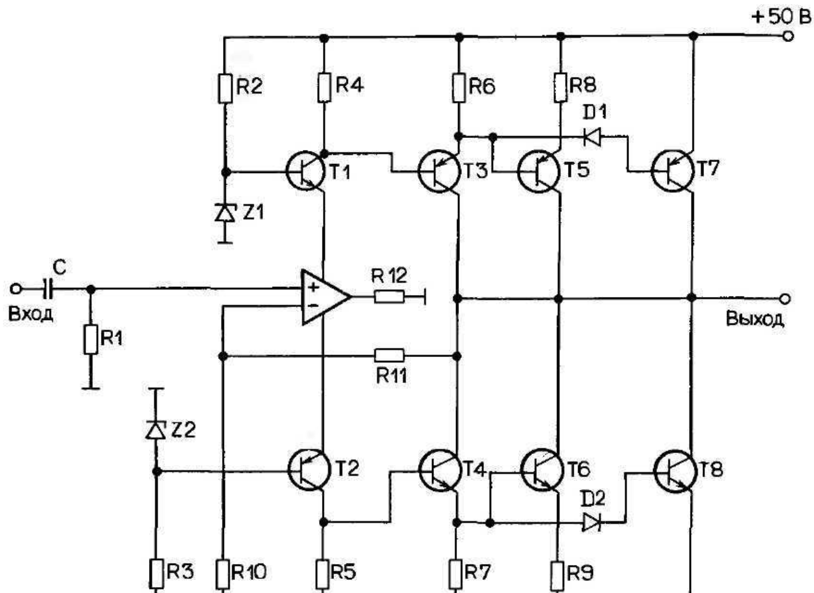
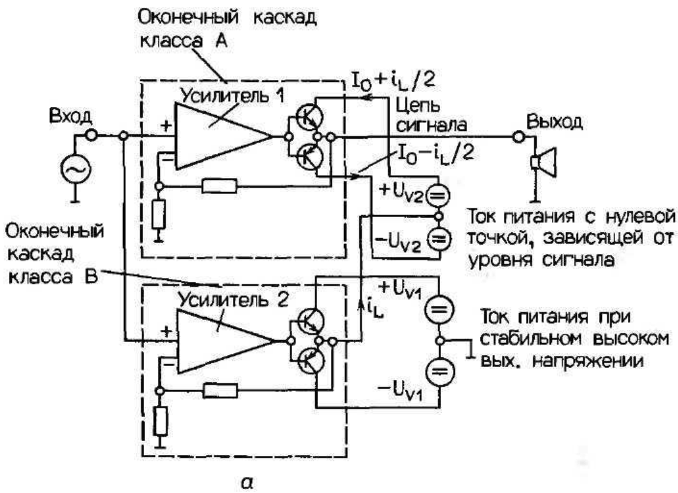


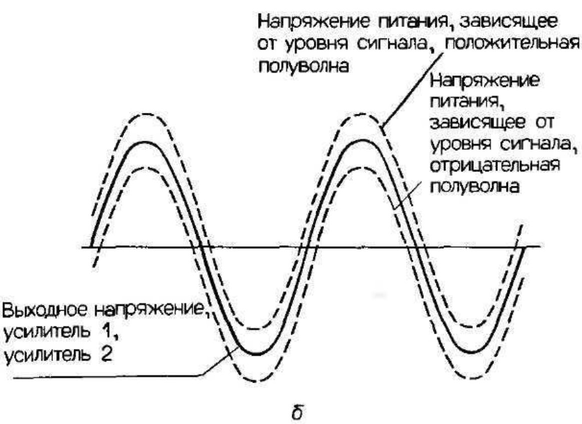
Рис. 13.10.3. Пример схемы с многокаскадной косвенной разгрузкой по току [13.33].

13.11. Усилители с управляемым напряжением питания

13.11.1. Режим A^+

Структурная схема усилителя с управляемым напряжением питания (режим A^+) приведена на рис. 13.11.1, *а*. Это каскад усиления мощности, работающий в режиме *В,* в котором опорное напряжение U_{V2} в цепи питания каскада *А* управляется в зависимости от напряжения сигнала [13.12]. Напряжение питания U_{V2} может быть достаточно низким (например, $U_{V2} = 0{,}05U_{V1}$), поскольку при одинаковых коэффициентах усиления каскадов *А* и *В* напряжение сигнала равно среднему напряжению U_{V2} (рис. 13.11.1, *б*). Каскад *В* получает напряжение питания от обычного источника. Каскад *А* выполняет также функцию фильтра искажений, возникающих в каскаде *В,* которые могут быть следствием колебаний напряжения питания U_{V2} • При этом степень снижения искажений пропорциональна «величине ослабления напряжения питания» каскада *А*. Вследствие того что сопротивление коллектор–эмиттер выходных транзисторов значительно больше сопротивления нагрузки $R_L (r_{CE} \gg R_L)$, подавление искажений максимально на низких частотах сигнала. На верхних частотах начинает





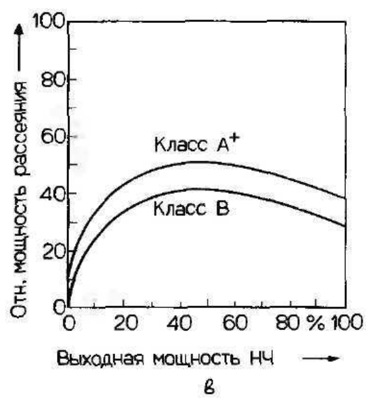


Рис. 13.11.1. Схема выходного каскада с управляемым напряжением питания *(а),* напряжение питания каскада в режиме А (б), кривая мощности потерь (в) [13.12].

сказываться емкость перехода коллектор–база C_{CB}, поэтому искажения проникают в цепь базы. Коэффициент подавления искажений А рассчитывается по формуле

$$\Delta = \frac{U_{\text{пом}, A}}{U_{\text{пом}, B}} = \frac{1}{v_S(f)} \cdot \frac{1}{1 + 1/(2\pi f \beta R_L C_{CB})}, \qquad \textbf{(13.11.1)}$$

где β - коэффициент усиления по току, $U_{\text{пом}}$ – напряжение помехи, R_L- сопротивление нагрузки, v_S- коэффициент усиления петли ОС. Если в формулу подставить типичные значения C_{CB}= 1 нФ, β = 50, R_L= 8 Ом и V_S (100 кГц) = 10, то для частоты f = 100 кГц получим 20 lg j A| = – 27 дБ. Типичные коэффициенты искажений при частоте сигнала 20 кГц не превышают 0,003%.

Суммарная мощность потерь двух каскадов (A и B)

$$P_{T,\,\text{общ}} = \left[\frac{4I_0 U_{V2} R_L}{U_{V1}^2} + \frac{4u_L}{U_{V1}}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{u_L}{4U_{V1}}\right)\right] R_{L,\max}. \qquad (13.11.2)$$

Нижний предел напряжения питания U_{V2} определяется напряжением коллектор–эмиттер, необходимым для работы каскада в линейном режиме (U_{CE} = 5 В), с учетом запаса на искажения в каскаде B.

13.11.2. Схемы питания с положительной обратной связью

Существуют способы, позволяющие значительно увеличить максимально допустимую скорость нарастания сигнала в усилителях (особенно в операционных), построенных по схеме неинвертирующих повторителей напряжения. Один из них состоит в управляемом слежении за напряжением питания с использованием положительной ОС ("feed-forward floating power supply", FFPS) [13.21]. По принципу действия способ аналогичен шунтированию входного каскада V_1 с низкой скоростью нарастания сигнала каскадом V_3, у которого она значительно больше. При этом эффект шунтиро-

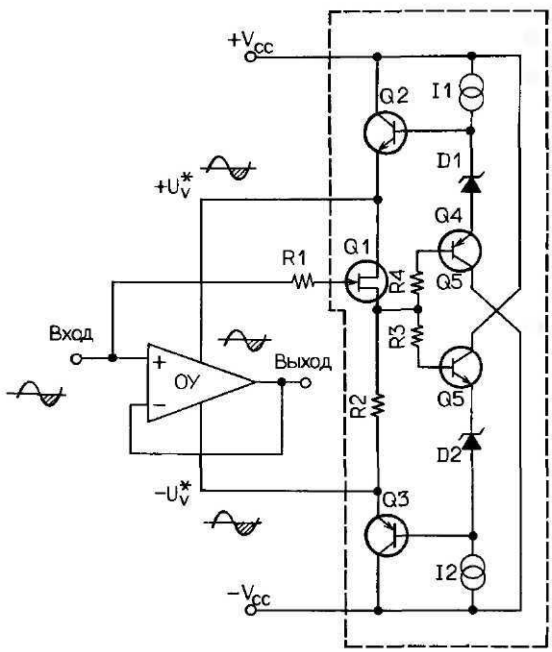


Рис. 13.11.2. Схема управления напряжением питания способом положительной ОС ("feed-forward floating power supply", FFPS) [13.21].

вания нарастает с увеличением частоты сигнала. Напряжение питания U_V^* операционного усилителя регулируется по закону изменения входного и выходного напряжений $\underline{U}_3$, $\underline{U}_a$,поэтому входной каскад как бы выключается из работы усилителя (кажущееся отсутствие возбуждения), что в свою очередь ослабляет паразитное влияние входной и компенсирующей емкостей (исключается влияние эффекта Миллера).

Напряжение сигнала $\underline{U}_e$ подается на управляющий транзистор T_1 через сопротивление R_1 (рис. 13.11.2). Транзистор работает в режиме истокового повторителя (нагрузка R_2)с коэффициентом усиления $v_u = 1$. Цепь база-эмиттер транзистора *Т4* и диод Зенера *D1* (соответственно и 75-72) создают добавку к постоянному напряжению. Поскольку напряжение перехода база–эмиттер транзистора 72 (и соответственно *ТЗ)* также не зависит от уровня сигнала, то напряжение питания операционного усилителя пропорционально входному сигналу

$$+U_V^* = U_{Z1} + u_e,$$
$$-U_V^* = U_{Z2} + u_e, \qquad (13.11.3)$$

где U_Z - напряжение стабилизирующего диода (диода Зенера). Кроме того, схема дает возможность значительно увеличить динамический диапазон передаваемых сигналов, поскольку единственным является требование $U_{Z1} + U_{Z2} < U_{V.\max}^*$; что же касается самого напряжения питания $+ U_V$, то оно может быть более высоким. При использовании стандартных ОУ описанная схема позволяет реализовать максимальную скорость нарастания сигнала 300-400 В/мкс.

13.11.3. Режим *G*

Существуют различные способы повышения КПД усилителей. Один из них увеличивает КПД усилителей по сравнению с режимом *В*. Сущность его состоит в том, что два каскада усилителя работают при разных напряжениях питания (рис. 13.11.3). Такой режим работы усилителей называют режимом *G*. Входной сигнал u_e подается на базы транзисторов. Коллектор транзистора T_1 соединен с источником меньшего напряжения U_{V1} через защитный диод D_1.Для сигналов напряжением $u_e < U_{V1}$ переход база–эмиттер транзистора T_2 имеет обратную полярность, и транзистор заперт. Диод D_3защищает от пробоя переход база–эмиттер транзистора T_2. Транзистор T_1 отперт, и через него сигнал поступает на нагрузку R_L. При увеличении напряжения входного

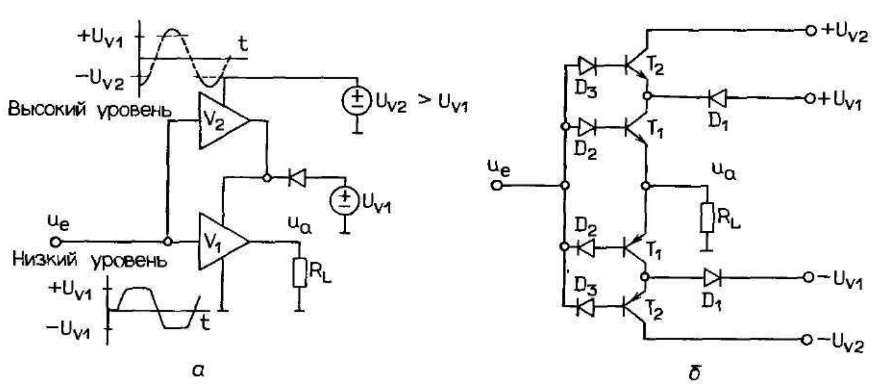


Рис. 13.11.3. Принцип работы каскада в режиме *G* (*а*), схема на комплементарном эмиттерном повторителе *(б)*.

сигнала ($U_{V1} \leqslant u_e \leqslant U_{V2}$) отпирается второй транзистор T_2. При этом диод D_1 защищает источник питания U_{V1} от броска тока в момент отпирания T_2. Диод D_2 предупреждает возникновение переходных искажений при переключениях пепи с T_1 на T_2. Сущность этой защиты заключается в том, что диод D_2 запрещает транзистору T_1 перейти в состояние насыщения раньше, чем откроется транзистор T_2.

При малых уровнях входного сигнала ($u_e < U_{V1}$) активным является только T_1, поэтому установившиеся мощностные показатели (мощность потерь) соответствуют усилителю, работающему в режиме *B* или *AB* при пониженном напряжении питания U_{V1}. Типичное соотношение напряжений питания $U_{V1} \simeq U_{V2}/2$.

Управляемое переключение напряжения питания

Помехи в усилителях, создаваемые коммутацией в цепях питания, можно уменьшить, если управлять коммутацией с помощью специальных сигналов по отдельной цепи. Важно при этом обеспечить такое предсказание параметров управляющего сигнала, которое позволяло бы осуществлять своевременную коммутацию (с упреждением). Этого можно достичь, если одновременно оценивать и уровень сигнала, и скорость его нарастания.

13.11.4. Плавное регулирование напряжения питания

Современные коммутирующие элементы позволяют осуществлять плавное регулирование напряжения питания в зависимости от уровня передаваемого сигнала. Основные требования, которым должны удовлетворять коммутирующие элементы, описаны выше. Необходимое для систем регулирования быстродействие (скорость достижения установившегося режима) исключает возможность хорошего сглаживания напряжения питания, т.е. приводит к тому, что в выходном сигнале появляются коммутационные составляющие ($f_s = 100\ldots300$ кГц), накладывающиеся на передаваемый сигнал. Коэффициент полезного действия оконечных каскадов в режиме *B*, работающих при плавном регулировании напряжения питания, достигает 50%, начиная с $P_L \geqslant 0{,}1 P_{L\,\max}$, а в каскадах с нерегулируемым напряжением питания тот же КПД достигается лишь при $P_L \geqslant 0{,}5 P_{L,\max}$.

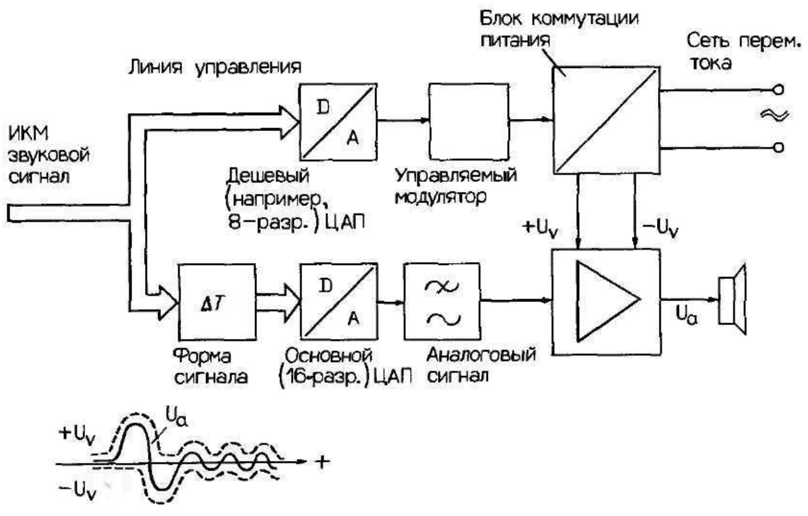


Рис. 13.11.4. Структурная схема усилителя ИКМ звуковых сигналов с цифровым управлением напряжения питания [13.35].

Цифровое управление напряжением питания

Существует способ управления напряжением питания с помощью цифровых сигналов "digital controlled supply", DCS). Он может быть реализован в усилителях, в которых входной сигнал уже является цифровым, например, в усилителях ШИМ-сигналов (система «компакт-диск») [13.35]. Входной цифровой сигнал используется для управления напряжением питания, из него же с помощью **ЦАП** выделяется аналоговый сигнал, который затем усиливается обычным усилителем (рис. **13.11.4**). Для регулирования напряжения питания используется специальный коммутатор, на опорный вход которого подается аналоговый сигнал, выделенный с помощью простейшего ЦАП (здесь может быть использован 8-разрядный ЦАП). Перегрузки канала, возможные при быстрых нарастаниях уровня, легко устраняются с помощью линии задержки, включаемой перед ЦАП.

13.11.5. Схемы динамического линейного возбуждения

Вместо одного каскада, работающего с переключаемым напряжением питания, можно использовать два раздельных выходных каскада (рис. 13.11.5). Такие схемы называют схемами динамического линейного возбуждения ("Dynamic Linear Drive", DLD). До тех пор пока мощность сигнала на выходе P_L остается небольшой (например, 30% от максимальной $P_{L,\max}$), работает один каскад (первый), при больших мощностях вступает в работу второй. Как видно из графика, оба каскада работают в режиме *B* или *AB*. Будем предполагать, что используется режим *B* и на вход подается гармонический сигнал с амплитудой $u_a > U_{V1}$. В этом случае

$$P_{T,\text{общ}} = \frac{2U_a}{\pi R_L}\left\{U_{V1}\left[1-\sqrt{1-\left(\frac{U_{V1}}{u_a}\right)^2}\right]+U_{V2}\sqrt{1-\left(\frac{U_{V1}}{u_a}\right)^2}-\frac{\pi u_a}{4}\right\},$$

(13.11.4)

$$\eta = \frac{\pi u_a}{4}\cdot\frac{1}{U_{V1}\left[1-\sqrt{1-(U_{V1}/u_a)^2}\right]+U_{V2}\sqrt{1-(U_{V1}/u_a)^2}},$$

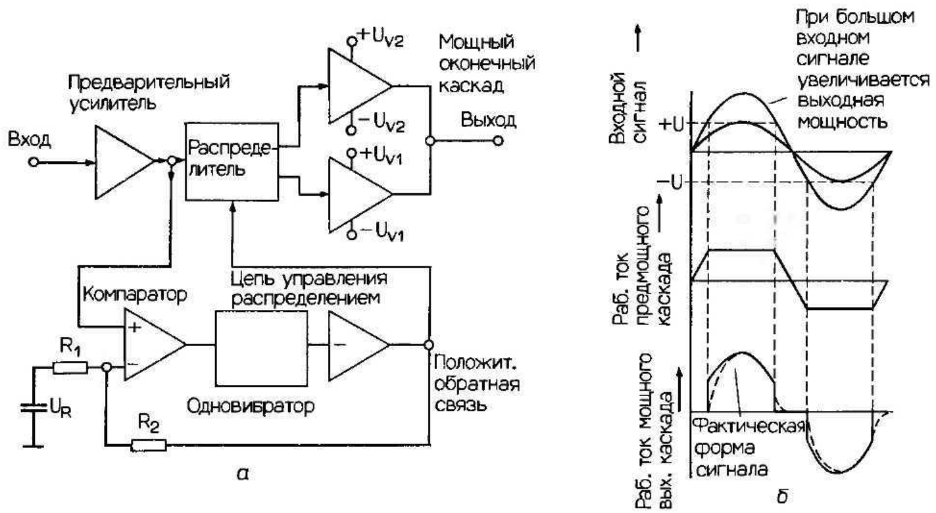


Рис. 13.11.5. Структурная схема усилителя со схемой динамического линейного возбуждения (*а*), формы тока в обоих выходных каскадах (*б*) [13.14].

где $+U_{V1}$ и $+U_{V2}$ напряжения питания каскадов меньшей и большей мощности соответственно. КПД такого усилителя всегда больше, чем в случае нерегулируемого напряжения питания U_V, поскольку в диапазоне уровней входного сигнала u_a работает только первый каскад меньшей мощности (рис. 13.4.3).

Если процессы коммутации в схеме совершаются недостаточно быстро, то в ней могут возникнуть нелинейные искажения. Вся коммутация должна проводиться на уровне сигнала u_a ниже напряжения питания первого каскада U_{V1} и выбранном таким, чтобы сигнал во втором каскаде достигал установившейся величины u_a раньше, чем первый каскад переходит в состояние насыщения (рис. 13.11.5,*б*). Каскад меньшей мощности остается открытым, так как в состоянии насыщения вследствие $U_{CES} = 1$ В мощность весьма незначительна. К моменту переключения входные сигналы возбуждают оба каскада, что исключает возможность возникновения кратковременных провалов (переходные искажения). На высоких частотах переключение каскадов происходит по закону огибающей сигнала. Для управления коммутацией используется моностабильный мультивибратор, подключающий более мощный каскад на короткий отрезок времени ($t = 2$ мс), когда уровень сигнала превышает заданный порог U_R. Для предупреждения на высоких частотах возможных сбоев коммутации используется компаратор с задержкой АС/, который обеспечивает временной интервал, необходимый для полного завершения коммутационной операции.

13.12. Подавление помех

13.12.1. Искажения опорного потенциала

Падения напряжения, создаваемые токами в цепях питания и заземления (особенно в оконечных каскадах), могут вызвать нарушения опорных потенциалов. Наиболее часто это нежелательное явление встречается в телевизионных приемниках, автомобильной радиоаппаратуре.

Если в усилителе входной, промежуточный и оконечный каскады раздельны, то между землей усилителя и землей источника сигнала может возникнуть паразитная разность потенциалов. В обычных схемах эта разность потенциалов добавляется к напряжению полезного сигнала и усиливается с коэффициентом $v_{U\,\text{пом}} = v_u = (R_1 + R_2)/R_2$. При соединении земляной клеммы оконечного каскада с землей входного каскада паразитная добавка усиливаться не будет. а просто наложится на выходной сигнал (например, на сигнал, подаваемый на громкоговоритель), т.е. $v_{U.\text{пом}} = 1$.

Еще большего подавления этой помехи позволяют достичь дифференциальные усилители (рис. 13.12.1). Если пренебречь усилением синфазных составляющих, то для

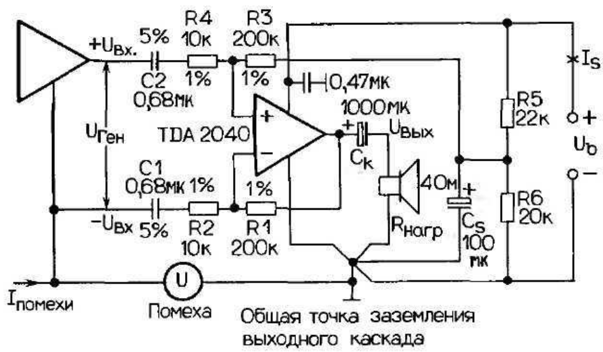


Рис. 13.12.1. Паразитный потенциал в цепи заземления. Один из возможных способов ликвидации помехи в цепи заземления смонтированного усилителя [13.28].

дифференциальных усилителей

$$U_a = U_0 \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_2(R_3 + R_4)} + U_{пом} \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_2(R_3 + R_4)}. \quad (13.12.1)$$

Эффективное подавление паразитной добавки $U_{пом}$ требует удовлетворения условия $R_2R_3 = R_1R_4$, которое на практике реализуется при использовании прецизионных резисторов.

13.12.2. Перекрестно-симметричная мостовая схема

Если в базовой схеме симметричного моста (рис. 13.9.2, г) входной каскад v_0 заменить двумя одинаковыми каскадами (рис. 13.12.2, а), а напряжение питания на выходной каскад подавать от незаземленного источника (рис. 13.12.2, о), то получим так называемую «перекрестно-симметричную» мостовую схему. «Разделение потенциалов» здесь достигается благодаря раздельному съему токов с выходов двух каскадов. Схема позволяет исключить наводки цепей питания, а также помехи, которые могут быть вызваны блуждающими токами и большими токами сигнала в точках заземления. При полной симметрии моста компенсируются одинаковые искажения и помехи симметричных ветвей, включая и выходные каскады. Поэтому эту схему можно рассматривать как комбинацию отрицательной и положительной обратной связи.

Если при реализации каскадов V_0, V_1 и V_2 приняты меры для подавления синфазных составляющих, то схема может работать и с симметричными и несимметричными (относительно массы) источниками сигнала, гак как чувствительность ее к помехам в цепях заземления очень мала.

Принципиальная схема усилителя по перекрестно-симметричной схеме приведена на рис. 13.12.3 [13.25]. Входной дифференциальный усилитель на полевых транзисторах работает в симметричном режиме. Источник постоянного тока включен в цепь истока, поэтому коэффициент подавления синфазных составляющих достаточно большой. Транзисторы T_3 T_6 образуют перекрестно-симметричный дифференциальный усилитель ("Twin Diamond Balanced Differential Circuit") с очень большим коэффициентом подавления синфазных составляющих. Четыре сигнала на выходе (транзисторы T_7- T_8 и T_9 T_{10}) преобразуются в два симметричных двухтактных сигнала даже тогда, когда входные сигналы несимметричны. Симметричные двухтактные сигналы подаются на два комплементарных эмиттерных повторителя, включенных по мостовой схеме (T_{11} T_{14}, T_{15} T_{18}). Напряжение питания на выходной мост подается от отдельного незаземленного источника U_{V2}. Цепи обратной связи R_{11}, R_{12} и R_{21} симметричны, поэтому один из входов или выходов может быть заземлен.

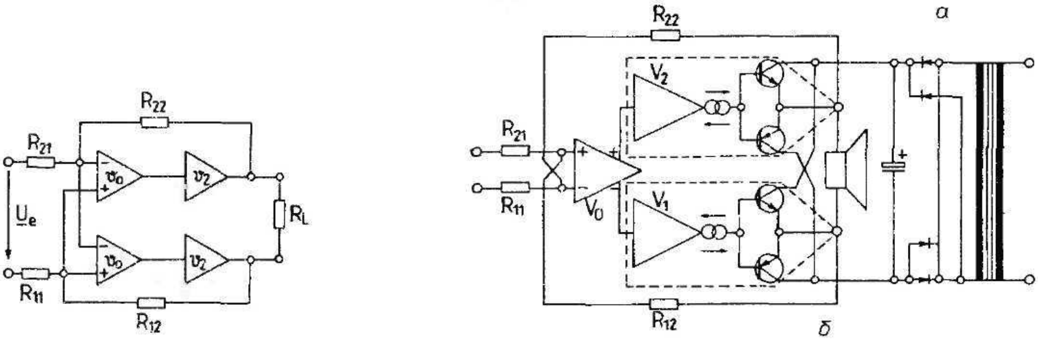


Рис. 13.12.2. Усилитель по схеме симметричного моста. Вариант схемы к рис. 13.9.2, *г (а)*, структурная схема с незаземленным источником напряжения питания (*б*) [13.26].

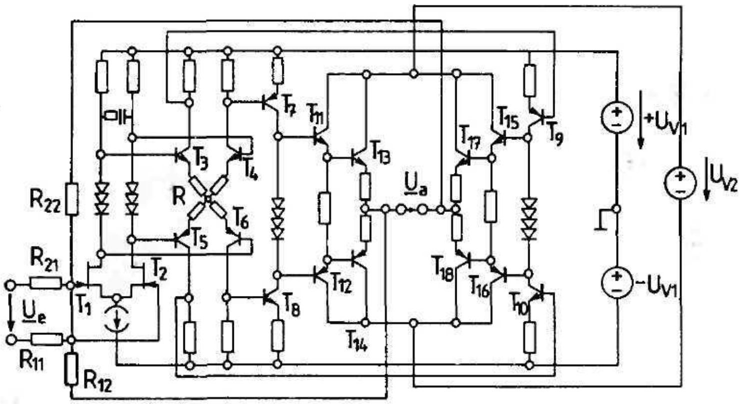


Рис. 13.12.3. Усилитель по схеме перекрестно-симметричного моста.

13.13. Усилитель сигналов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ): режим *D*

Принцип работы усилителей этого класса, получившего название класс *D*, состоит в том, что выходной каскад возбуждается импульсами прямоугольной формы. Скважность последовательности импульсов должна быть пропорциональной амплитуде полезных сигналов. Усилители ШИМ (можно встретить и другое название этого способа импульсной модуляции, например, ДИМ – длительно-импульсная модуляция) позволяют получить более высокий, чем у усилителей класса *B*, КПД. Это преимущество особенно проявляется в малосигнальном режиме (при усилении сигналов низкого уровня). Кроме того, возможен режим непосредственного усиления цифровых сигналов (без предварительного преобразования в аналоговую форму). Мощность на выходе усилителя ШИМ в зависимости от коэффициента модуляции a

$$P_L = \frac{(\alpha U_B)^2}{8(R_S + R_L + R_{CU})}, \tag{13.13.1}$$

где R_S-сопротивление насыщения транзистора, R_{CU}-сопротивление катушек индуктивности фильтра, R_L- сопротивление катушки громкоговорителя.

Случай аналоговых входных сигналов

На рис. 13.13.1 показана структура и поясняется принцип работы ШИМ-усилителя в случае, когда на его вход подаются аналоговые сигналы. Генератор на входе вырабатывает последовательность прямоугольных импульсов с постоянной частотой следования f_S. Следующий за ним интегратор преобразует прямоугольные импульсы в треугольные. Функцию непосредственно модулятора выполняет компаратор, который сравнивает эти полученные сигналы u_R(?) со входными НЧ-сигналами u_e(?). Сигнал на выходе компаратора имеет вид последовательности прямоугольных импульсов с частотой следования f_S. Ширина импульсов при этом пропорциональна амплитуде (мгновенным значениям) входного сигнала. Затем последовательность прямоугольных импульсов поступает на усилитель мощности, работающий в ключевом режиме (в режиме насыщения). Фильтр НЧ подавляет несущую f_S, ее гармоники и боковые полосы спектра модуляции, после чего на выходе получается усиленный аналоговый сигнал. Как это следует из теоремы отсчетов, частота дискретизации f_S, как минимум,

должна быть вдвое больше максимальной частоты передаваемого сигнала f_e. Процессы коммутации (как и нелинейные элементы схемы) вызывают появление боковых полос с частотами $nf_S \pm mf_e$. Поэтому для облегчения фильтрации частота дискретизации на практике выбирается в пределах $f_S = 200 \ldots 500$ кГц. В каскадах компаратора наряду с быстродействующими биполярными транзисторами применяются и полевые транзисторы, особенно МОП-структуры, вертикальной МОП-структуры с v-образной канавкой, которые свободны от эффектов накопления зарядов, и быстродействие которых достаточно велико. Коэффициент нелинейных искажений усилителей класса D лежит в пределах от 0,01 до 0,1%.

Случай цифровых входных сигналов

В случае когда на вход усилителя подаются цифровые сигналы (например, от проигрывателей компакт-дисков, цифровых магнитофонов R-DAT и др.), в работу должен вступить преобразователь типа цифра-цифра, с помощью которого входной сигнал непосредственно преобразуется в последовательный одноразрядный сигнал импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). Такое преобразование может быть реализовано путем повышения частоты дискретизации, например, до 10 МГц (цифровая интерполяция, передискретизация). Длина кодовых слов такого выходного сигнала затем преобразуется с 16 разрядов до одного, а возникающие при этом шумы квантования отфильтровываются (например, с помошью цифровой ОС в диапазоне

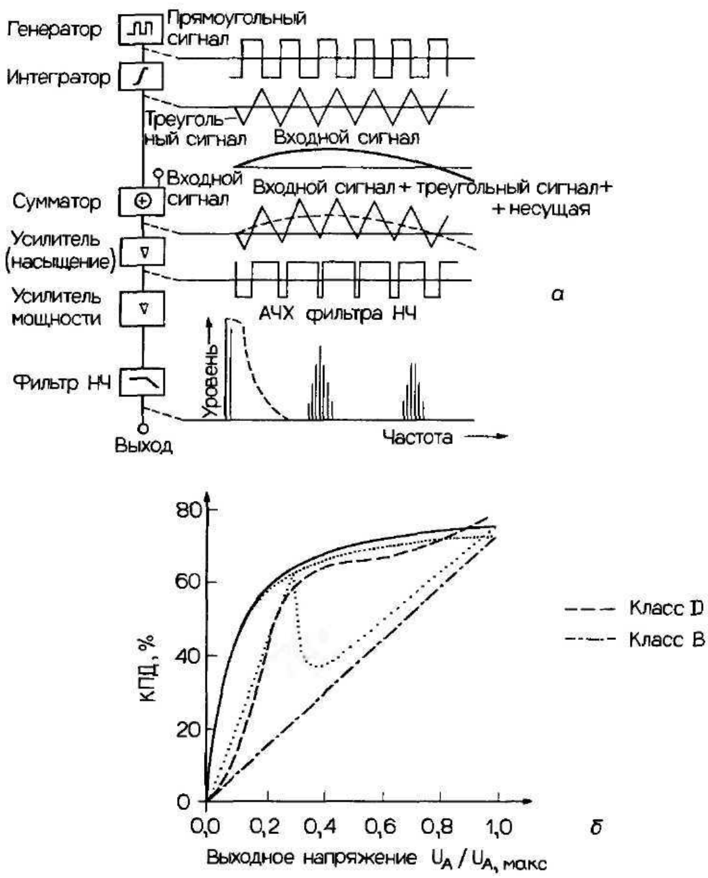


Рис. 13.13.1. Структурная схема усилителя ШИМ (режим!)) [13.16] (*а*), графики КПД для разных способов ШИМ (б).

НЧ). Полученный в результате таких преобразований одноразрядный цифровой сигнал в точности соответствует звуковому сигналу **ШИМ.** Этот сигнал можно подавать непосредственно на усилитель мощности.

13.13.1. Разновидности ШИМ

Один из основных критериев разделения способа **ШИМ** на несколько видов - это количество различаемых уровней импульсов. а именно два $(+U_{max}$ и $-U_{max})$ или три $(+U_{max}, -U_{max}$ и 0) уровня. Первый вид соответствует так называемому режиму *AD*. второй режиму *BD*. Разновидности **ШИМ** отличаются и способом изменения ширины импульсов. По этому признаку различают одностороннюю и двусторонюю **ШИМ.** В первом случае ширина импульсов изменяется смещением только одного фронта - переднего или заднего. Во втором случае смещаются оба фронта импульсов симметрично относительно центральной точки. Смещения совершаются на временной шкале, а точка симметрии есть момент тактирования. При односторонней **ШИМ** в качестве опорного сигнала используется последовательность пилообразных импульсов U_R, при двусторонней ШИМ последовательности импульсов треугольной формы U_R. Кроме того, способ двусторонней **ШИМ** может быть реализован путем симметричного смещения фронтов относительно только одного периода дискретизации ("one sample") или по двумя периодам ("two sample"), что позволяет вдвое уменьшить частоту коммутации (эффективная тактовая частота).

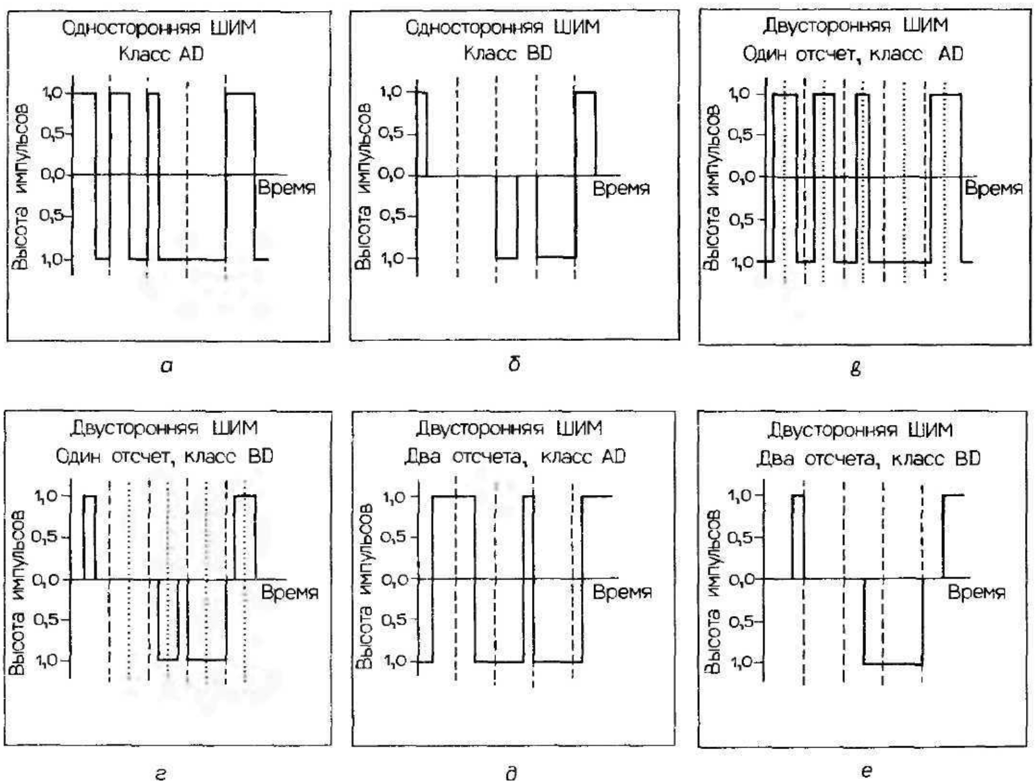


Рис. 13.13.2. Формы сигналов при разных способах ШИМ [13.35].

Разновидности ШИМ отличаются и по виду сигнала, используемого в качестве модулирующего. Модулирующими сигналами могут быть либо непосредственно аналоговый сигнал (ШИМ со случайной дискретизацией), либо сигнал, подвергнутый предварительному преобразованию схемой фиксированной дискретизации (схема выборки и хранения). В случае ШИМ сигнал представляет собой равномерную последовательность импульсов, синхронизированную тактовой частотой (ШИМ с равномерной дискретизацией). В случае ШИМ со случайной дискретизацией дополнительные нелинейные искажения (по крайней мере теоретически) не возникают. Что же касается второго случая, то здесь дело в принципе обстоит по-другому. Изменения формы импульсов всегда приводят к нелинейным искажениям (продукты интермодуляции) исходного звукового сигнала. Но их можно уменьшить, увеличивая отношение q частоты дискретизации f_s к частоте сигнала f_e так, чтобы $q = f_s/f_e \gg 1$. На практике частоты дискретизации f_s в усилителях ШИМ лежат в пределах 500 кГц... 1 МГц.

Расчеты нелинейных искажений позволяют сделать следующие обобщающие выводы. В режиме *AD* (модуляция по двум уровням импульсов) искажения меньше, чем в режиме *BD* (модуляция по трем уровням). Симметричная ШИМ (смещение двух фронтов импульсов) благоприятнее способа модуляции смещения одного фронта, поскольку при ее реализации исключаются четные искажения. Реализация высококачественных цифровых усилителей мощности, работающих с ШИМ в чистом виде, представляется проблематичной, так как даже при $q = 25$ искажения достигают 0,3% (это случай, когда f_e = 20 кГц и f_s — 500 кГц). Поскольку на вход подаются сигналы в цифровом виде, то применять для снижения искажений обратную связь довольно сложно.

13.13.2. Критерии реализации

Усилители мощности ШИМ обычно работают в режиме насыщения. поэтому их мощность рассеяния очень мала

$$P_{T,\text{общ}} = U_S \cdot I_{\max}, \tag{13.13.2}$$

здесь U_S – напряжение насыщения транзистора, $I_{\max}$ – максимальный выходной ток. К ней добавляются потери, обусловленные конечной длительностью процессов коммутации (рис. 13.13.1, *б*).

В усилителях класса *D* причинами нелинейных искажений могут быть

- частоты и режим коммутации;
- недостаточная линейность фронтов треугольных импульсов (в случае аналоговых входных сигналов);
- присутствие в схеме фильтров НЧ.

Наиболее критичным является выходной каскад мощного коммутатора. В случае ШИМ нелинейные искажения возникают в нем, если идентичны характеристики передачи при замкнутом и разомкнутом состояниях каскада. Эту проблему можно исключить, применяя в этих каскадах специальные полевые МОП-транзисторы с симметричной относительно нулевой точки характеристикой I_D/U_{DS}.

Для того чтобы уменьшить длительность процессов коммутации мощных транзисторных каскадов, а также для того, чтобы она была одинакова во всем диапазоне уровней коммутируемых сигналов, рекомендуется применять блокирующий диод, который не допускает насыщения транзистора. Этой же цели способствует постоянный ток покоя при неполном возбуждении транзистора.

Критичным является и фильтр НЧ, включенный на выходе. Для того чтобы удовлетворить требованиям электромагнитной совместимости (при имеющихся нор-

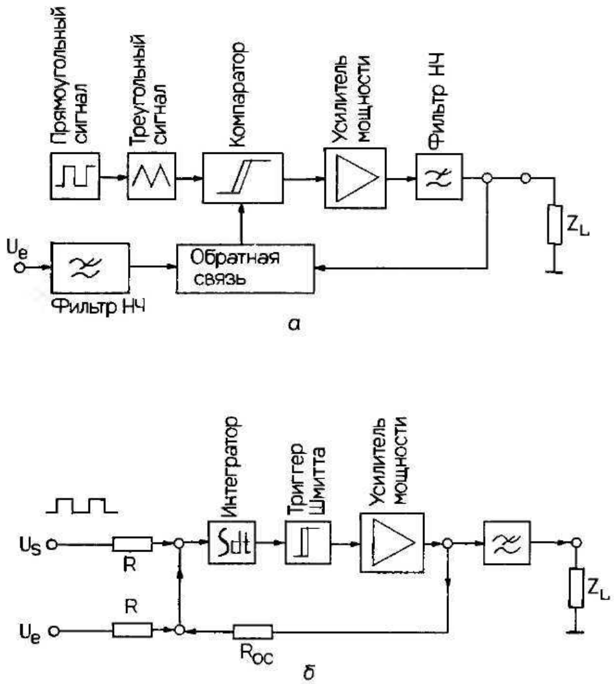


Рис. 13.13.3. Обратная связь в усилителях ШИМ. Принцип работы усилителя ШИМ с ОС (*а*), эквивалентная структурная схема с интеграторами (б).

мах администраций связи), остаточная амплитуда коммутационных сигналов должна быть менее 1 мВ (затухание около 100 дБ). Поскольку передаваемая мощность в таких системах достаточно велика, то применять здесь можно только *LC*-фильтры на катушках индуктивности с воздушным (без железа) сердечником.

13.13.3. Обратная связь

Для улучшения линейности характеристик передачи импульсных усилителей можно использовать обратную связь, как и в обычных усилителях, работающих с непрерывными сигналами (рис. 13.13.3). Первым на структурной схеме является преобразователь прямоугольных импульсов в треугольные, который соответствует интегратору (фильтр с крутизной скатов 6 дБ/окт). Если интеграторами заменить также входной и выходной фильтры НЧ, то входной сигнал компаратора

$$\int u_s dt + \int u_e dt + \int u_a dt = \int (u_s + u_e + u_a)\, dt. \qquad (13.13.2а)$$

Из уравнения следует, что для преобразования сигнала в схеме перед компаратором достаточно иметь один интегратор (рис. 13.13.3, *б*).

Глубина обратной связи и ее максимум зависят от качества фильтрации сигналов и отношения $f_S : f_{e\ max}$. Чем выше несущая частота f_S, тем глубже может быть обратная связь. Обычно она составляет около 20 дБ.

13.13.4. Пример схемы

На рис. 13.13.4 приведена схема простого усилителя с ШИМ [13.38]. В качестве модулятора здесь используется триггер Шмитта с ОС (мультивибратор). Частота следования импульсов мультивибратора зависит от степени заряда конденсатора *C*,

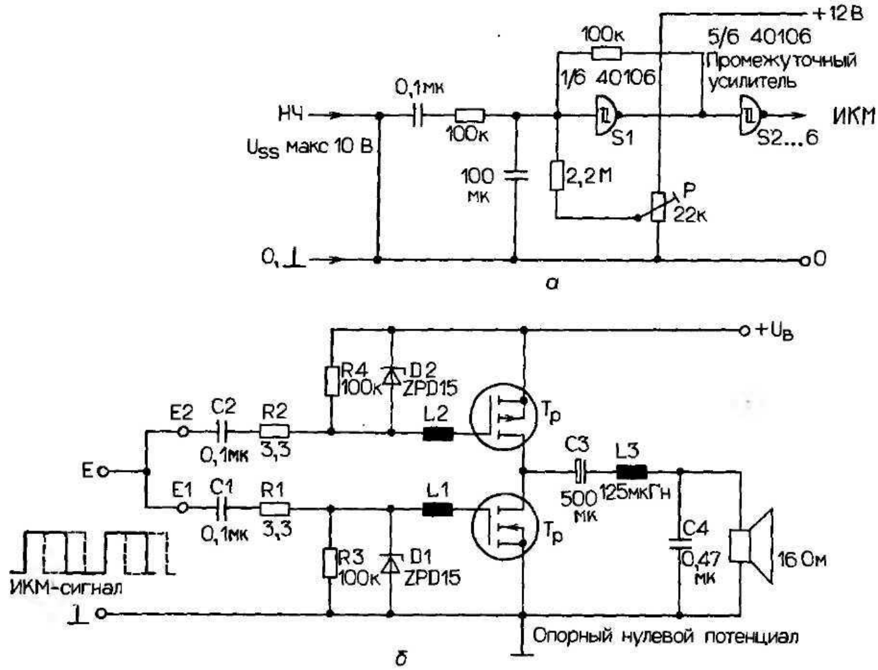


Рис. 13.13.4. Простой модулятор ШИМ *(а)*, схема оконечного каскада усилителя ШИМ *(б)* [13.38].

заряжаемого током входного сигнала. Потенциометр *P* предназначен для симметрирования схемы при короткозамкнутом входе.

Выходной каскад выбран на мощных полевых *V*-КМОП-транзисторах по схеме с общим истоком. Стабилитрон служит для защиты схемы от перенапряжений, а ферритовые дроссели *Ы* и *L*2 – для предупреждения самовозбуждений. Разброс параметров транзисторов, особенно по сопротивлению насыщения, может привести к увеличению нелинейных искажений. Сгладить эти различия можно путем параллельного включения нескольких полевых транзисторов с каналом *p*-типа. Входная емкость C_{GS} (затвор – исток) составляет 2 ... 5 нФ, поэтому внутреннее сопротивление источника R_0 должно быть небольшим (не более 20 Ом). Параметры фильтра НЧ на выходе рассчитываются по сопротивлению R_L и граничной частоте f_g по формулам:

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot R_c}, \quad L3 = 2\pi \cdot f_g \cdot R_L. \qquad (13.13.3)$$

13.14. Мощность рассеяния, охлаждение

Максимально допустимая мощность рассеяния является одним из важнейших параметров транзисторов, работающих в усилителях мощности. Мощность рассеяния P_T представляет собой сумму всех мощностей, преобразуемых элементом схемы в тепло:

для диода

$$P_T = I_D U_D = I_D U_{Flu\beta};$$

для стабилитрона (диода Зенера)

$$P_T = I_D U_Z; \tag{13.14.1}$$

для транзистора

$$P_T = I_C U_{CE} + I_B U_{BE} = I_C U_{CE}.$$

Такую же математическую форму имеют известные уравнения теплового баланса. Поэтому чисто формально тепловые величины можно представлять соответствующими им величинами электрических эквивалентных схем:

теплота → электрический ток,
температура → электрическое напряжение, (13.14.2)
теплопроводность → электрическое сопротивление.

Тепловое сопротивление R_{th}, переносимое тепло P_{th} и разность температур (в градусах Кельвина или Цельсия) $\Delta Г$ связаны между собой зависимостью

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P_{th}} = \frac{\Delta T}{P_{th}} \text{ [К/Вт]}. \tag{13.14.3}$$

Тепловая эквивалентная схема полупроводника приведена на рис. 13.14.1,*a*. Для нее справедливы

$$P_{th} = \frac{T_J - T_U}{\sum R_{th}}; \quad \sum R_{th} = R_{SG} + (R_{GK} + R_{KU}) \parallel R_{GU}. \tag{13.14.4}$$

Из этого уравнения можно получить зависимость максимально отводимою тепла $P_{th,max}$ от температуры полупроводника 7}, температуры окружающей среды T_U и суммы тепловых сопротивлений R_{th}. В нестационарном режиме, например, при одиночных всплесках мощности, необходимо дополнительно учитывать и теплоемкость материалов (рис. 13.14.1,*б*). Тепловые сопротивления основных типов корпусов полупроводниковых приборов приведены на рис. 13.14.2.

Мощность, рассеиваемая плоской алюминиевой пластиной $P_{th.K}$,толщина которой d (см), площадь F (см^2) и отношение сторон $a:b$, при конвекционном охлаждении обдуванием с обеих сторон можно рассчитать по приближенным формулам:

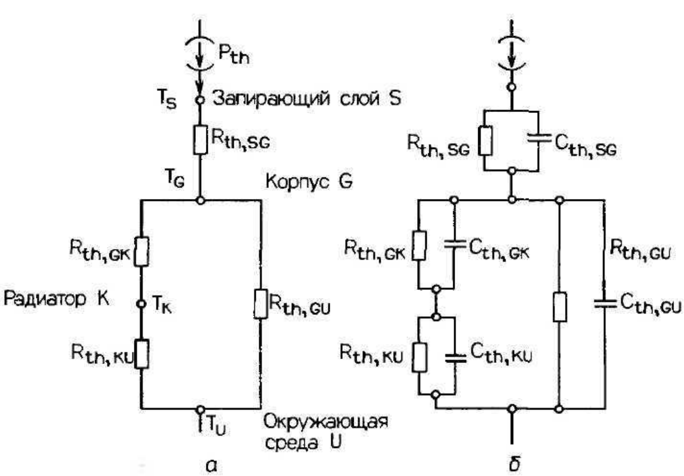


Рис. 13.14.1. Тепловая эквивалентная схема замещения транзистора, стационарный режим (о), нестационарный режим (*б*).

Корпус	$R_{th,GK}$ [K/W]	$R_{th,GU}$ [K/W]	$P_{th,max}$ при $T_G = 25$ °C	$P_{th,max}$ при $T_U = 25$ °C	
TO-3	1,4	—	125 Вт	—	
TO-66	3,5...5,8	—	25...50 Вт	—	
TO-39	35	200	3,7 Вт	0,75 Вт	
T-202					Транзисторы
T-220	2,5	70	50 Вт	1,8 Вт	
TO-18	200	500	0,75 Вт	0,3 Вт	
SOT-54	150	200...420	0,83 Вт	0,3...0,62 Вт	
SOT-42	—	1600	—	0,05 Вт	
SOT-69B	3,3	45	15 Вт	2,5 Вт	ИС
SOT-110A	12	60	6 Вт	2,0 Вт	
DO-35	—	340	—	0,5 Вт	Диоды
DO-41, DO-13	—	125	—	1,3 Вт	

Рис. 13.14.2, *a*. Среднее температурное сопротивление и максимальная рассеиваемая мощность некоторых микросхем, полупроводниковых приборов.

Радиатор	Теплопроводящая паста	Монтаж прижимом		Монтаж на винтах	
		Не изолирован	Шайба 50 мкм	Не изолирован	Шайба 50 мкм
TO-126	Нет	3,0	6,0	1,0	6,0
	Есть	1,0	3,0	0,5	3,0
SOT-82	Нет	2,0	5,0	—	—
	Есть	0,4	2,0	—	—
TO-220	Нет	1,4	5,2	1,4	3,0
	Есть	0,3	2,2	0,5	1,4
SOT-93	Нет	1,5	3,0	0,8	2,2
	Есть	0,3	0,8	0,3	0,8
TO-3	Нет	—	—	—	1,0
	Есть	—	—	—	0,3
SOT-186	Нет	2,5	—	2,5	—
	Есть	0,4	—	0,4	—

Рис. 13.14.2, *б*. Коэффициенты *k* в зависимости от способа крепления охлаждаемого элемента на радиаторе.

$$R_{th} \simeq L \cdot R_1 + R_2,$$

$$R_1 = \frac{560}{0{,}94F} \text{ [К/Вт]} - \text{в случае горизонтального расположения пластины,}$$

$$R_1 = \frac{475}{0{,}94F} \text{ [К/Вт]} - \text{в случае вертикального расположения пластины.} \qquad (13.14.5)$$

$$R_2 \simeq \frac{0{,}25}{d} \text{ [К/Вт]}, \quad L = \frac{1 + \left(\frac{a}{b}\right)^2}{2\frac{a}{b}}. \qquad (13.14.5а)$$

Теплоизлучающие поверхности должны быть шероховатыми и черными, а пластины **радиаторов – достаточно** массивными и расположенными вертикально на шасси электронных устройств. При горизонтальном монтаже рассчетная мощность рассеяния P_{th} должна быть на 15-30% больше, в случае черненой рассеивающей поверхности на 50% меньше, при одностороннем рассеянии тепла- вдвое больше.

В случае принудительной вентиляции (обдувания) тепловое сопротивление уменьшается, поэтому площадь радиатора может быть в κ раз меньше ($\kappa \sim 0{,}6$ при $v = 1$ м/с, $\kappa \simeq 0{,}45$ при $v = 2$ м/с, $\kappa \sim 0{,}27$ при $v = 4$ м/с).

Транзисторы, монтируемые на общем радиаторе, располагаются так, чтобы под каждым был участок теплоизлучающей поверхности. Очень важно обеспечить плотное прилегание к радиатору всей поверхности корпуса транзистора, изолирующего элемента (слюдяная или пластмассовая шайба с $R_{th} = 0{,}3$ К/Вт на теплопроводящей пасте). Для надежности температуру окружающей среды T_U при расчетах следует принимать 50°С.

13.15. Выбор схемы

13.15.1. Эксплуатационные параметры

Если провести поиск путей оптимального использования динамических свойств транзисторов в усилителях мощности, можно получить следующие эксплуатационные параметры (при этом исходными параметрами являются: эффективная выходная мощность $P_{L,\text{eff}}$(Вт), нагрузочное сопротивление R_L(Ом), входное напряжение U_e (В) и, наконец, отношение сигнал/шум SNR (дБ) при максимальном возбуждении каскада):

общее напряжение питания (односторонняя нагрузка источника)

$$U_B = \sqrt{8P_{L,\text{eff}} \cdot R_L};$$

общее напряжение питания (мостовая схема)

$$U_B = \sqrt{2P_{L,\text{eff}} \cdot R_L}; \qquad (13.15.1)$$

коэффициент усиления по напряжению с обратной связью

$$v = \sqrt{P_{L,\text{eff}} \cdot R_L} \cdot \frac{1}{U_e};$$

отношение сигнал/шум при выходной мощности 50 мВт

$$\text{SNR}_{50} = \text{SNR} - 10\lg(20P_{L,\text{eff}}).$$

Если для усилителя с обратной связью дополнительно заданы граничная частота сигнала в малосигнальном режиме на уровне -3 дБ f'_0 и максимальная частота полосы пропускания в сильносигнальном режиме f_M, то тогда

малосигнальная частота единичного усиления (однополюсная модель)

$$f_T = \sqrt{P_{L.\mathrm{eff}} \cdot R_L} \cdot 0{,}001 f'_0 \cdot \frac{1}{U_e}; \qquad (13.15.2)$$

максимально допустимая скорость нарастания сигнала на выходе усилителя

$$\mathrm{SR} = 0{,}0063 f_M \cdot \sqrt{2P_{L,\mathrm{eff}} \cdot R_L};$$

необходимый динамический диапазон дифференциального входа усилителя

$$\hat{u}_d = \frac{f_M}{f'_0} \cdot 1414 \cdot U_e.$$

Здесь f_T выражается в мегагерцах, а f_M и f_0 – в килогерцах. При работе усилителя в режиме B и параллельном включении N транзисторов, а также с учетом (для надежности) запаса на комплексность сопротивления нагрузки и нарастания мощности рассеяния с увеличением частоты сигнала (принимается коэффициент 3) мощностные параметры должны быть следующими:

мощность рассеяния на каждый транзистор выходного каскада

$$P_{T,\max} = 0{,}6 P_{L,\mathrm{eff}}/N; \qquad (13.15.3)$$

тепловое сопротивление полупроводниковый кристалл – окружающая среда

$$R_{th} \leqslant \frac{60N}{P_{L,\mathrm{eff}}}.$$

13.15.2. Концепции схем

Исходные соображения по выбору схемы конкретного электронного устройства должны строиться на требованиях к его рабочим свойствам. Рассмотрим несколько примеров подхода к решению задачи выбора схемы усилителей.

Требования к качественным показателям низкие, коэффициент нелинейных искажений около 3%

Входной каскад строится на одном транзисторе, сопротивление в цепи коллектора – омическое (активное), промежуточный каскад – с источником постоянного напряжения смещения AU и источником тока. Выходной каскад собран на комплементарных транзисторах по схеме Дарлингтона, верхняя граничная частота транзисторов около 1 МГц, режим B или AB с малым током покоя, напряжение питания - несимметричное, связь с нагрузкой – емкостная. Принципиальная схема усилителя, удовлетворяющего этим требованиям, приведена на рис. 13.15.1. Если требуемая выходная мощность P меньше 20 Вт, то оконечный усилитель может быть выполнен на интегральной схеме.

Усилитель среднего класса качества, нелинейные искажения в пределах 0,03 .. 0,3%

Входной каскад – дифференциальный с омической нагрузкой в цепи коллектора или источниками тока нагрузки; промежуточный каскад – с транзисторными источниками тока и источником постоянного напряжения смещения ΔU; выходной каскад построен

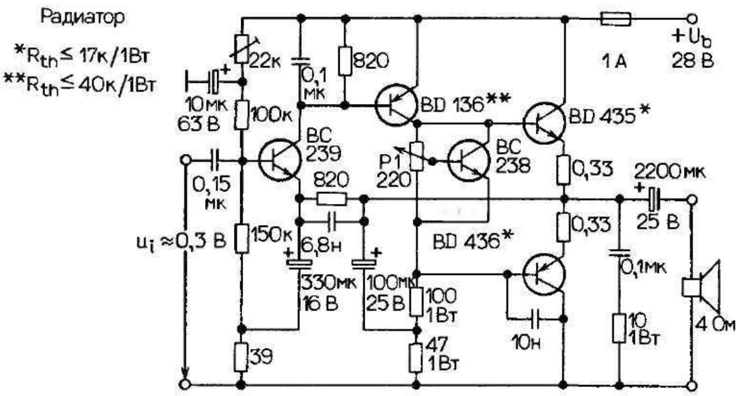


Рис. 13.15.1. Выходной каскад на симметричной паре транзисторов (комплементарный каскад) мощностью 10 Вт при нелинейных искажениях не более 1% [13.22].

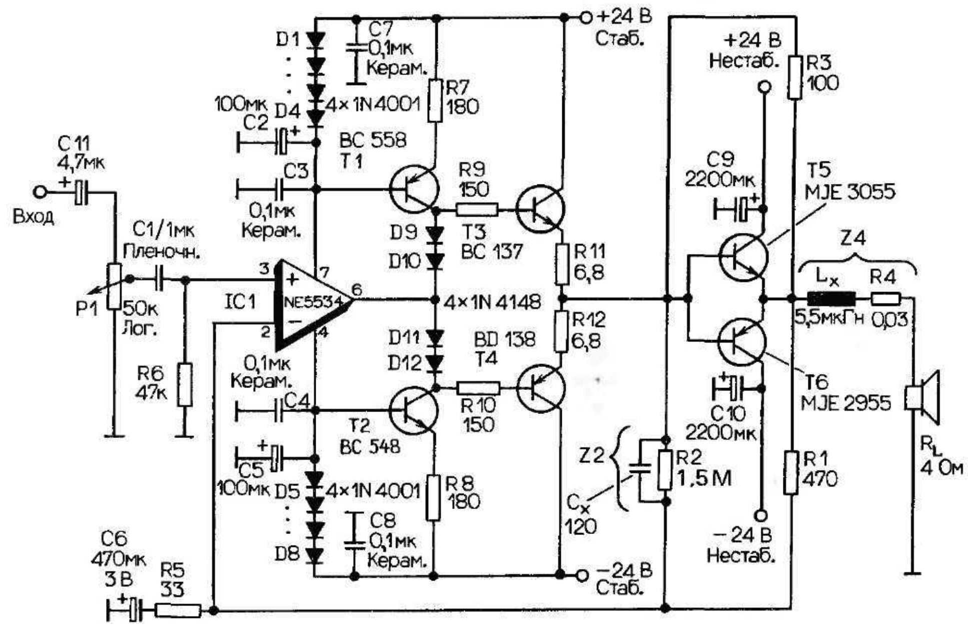


Рис. 13.15.2. Выходной каскад мощностью 25 Вт с цепью разгрузки по току. Нелинейные искажения около 0,05% [13.9].

по схеме Дарлингтона, граничная частота транзисторов $f_T \geqslant 3$ МГц, режим AB с повышенным током покоя, напряжение питания - симметричное. Принципиальная схема усилителя, удовлетворяющего поставленным выше требованиям. приведена на рис. 13.15.2.

Усилитель высшего класса качества, нелинейные искажения не больше .0,01%. Частотная полоса усиления мощности больше 100 кГц

Входной каскад дифференциальный с местной обратной связью или на полевом транзисторе. Входной каскад может быть и двухтактным по схеме каскод с активными

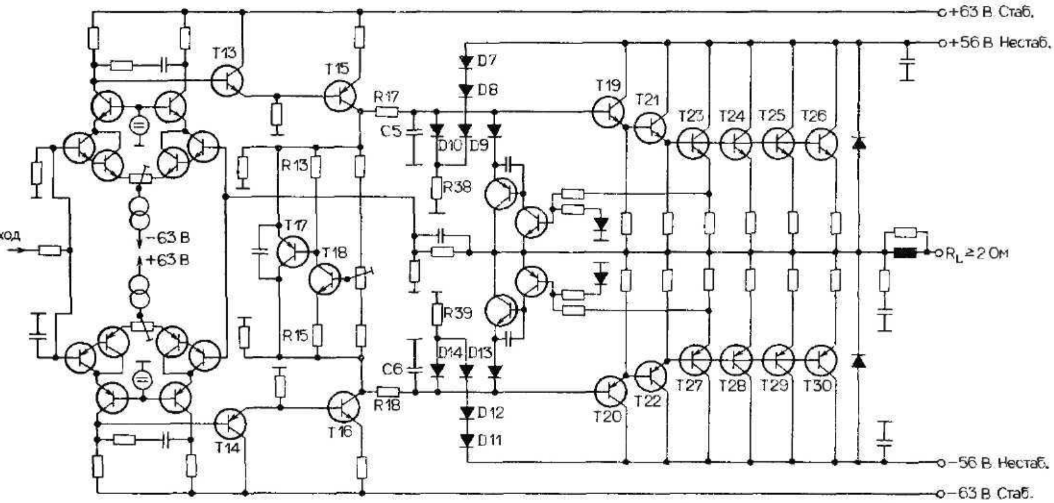


Рис. 13.15.3. Принципиальная схема усилителя мощности, удовлетворяющего самым жестким требованиям по качественным параметрам ($P_L = 200$ Вт. нелинейные искажения меньшс 0.05%) [13.18].

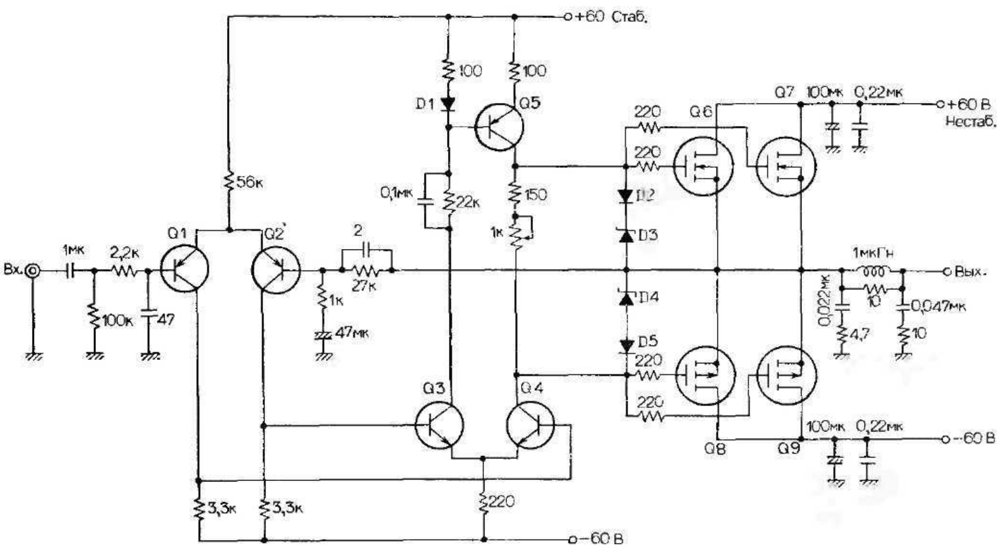


Рис. 13.15.4. Усилитель мощности на комплементарных полевых транзисторах. Выходная мощность 100 Вт, нелинейные искажения не более 0,005%.

источниками тока нагрузки. Промежуточный каскад – с активными источниками тока нагрузки, источник постоянного напряжения смещения Δ(У -регулируемый; выходной каскад собран на двух или более парах комплементарных транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона; параллельно включенные мощные транзисторы имеют граничную частоту $f_T \geqslant 10$ МГц и максимальный выходной ток $I_{C,\max} \geqslant 10$ А. Схема питания – симметричная на тороидальных трансформаторах и фильтрующим электро-

литическим конденсатором емкостью больше 22000 мкФ, связь с нагрузкой – гальваническая. Реализованные по этим показателям схемы усилителя приведены на рис. 13.15.3 и 13.15.4.

Интегральный усилитель мощности

Современный рынок предлагает целый набор интегральных усилителей низкого и среднего классов качества, специально предназначенных, например, для кассетных переносных магнитофонов, автомобильной радиоаппаратуры, телевизионных прием-

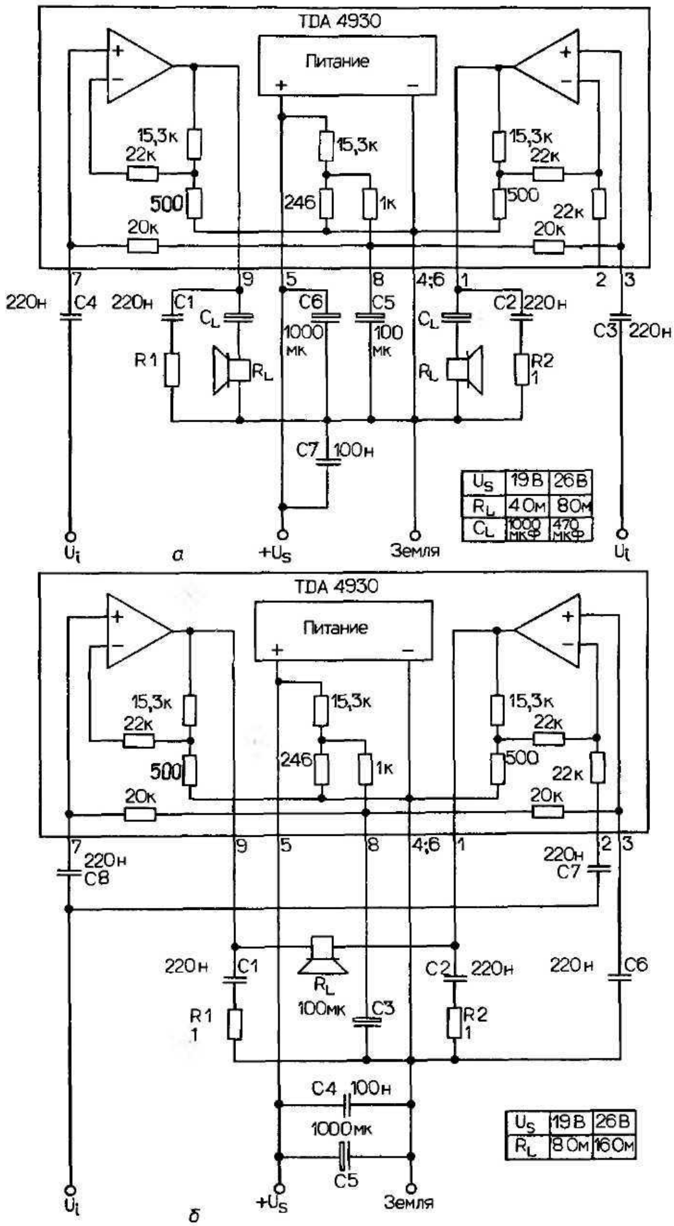


Рис. 13.15.5. Внешние элементы к интегральному стереофоническому усилителю мощности (*а*). Выходная мощность 2 × 4 Вт, коэффициент нелинейных искажений $\kappa \leqslant 1\%$, R_L – 4 Ом. В мостовом варианте (б) выходная мощность 8 Вт, R_L = 8 Ом [13.42].

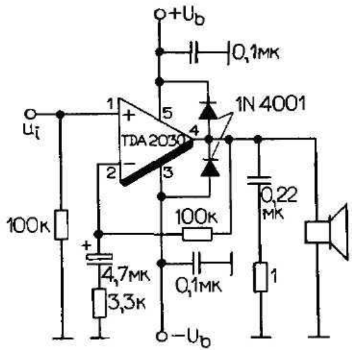


Рис. 13.15.6. Выходной усилитель высшего класса качества *(Hi Fi)*. Коэффициент нелинейных искажений $к \leqslant 0{,}5\%$ при $P_L = 12$ Вт на нагрузке 8 Ом или $P_L = 18$ Вт на нагрузке 4 Ом [13.22].

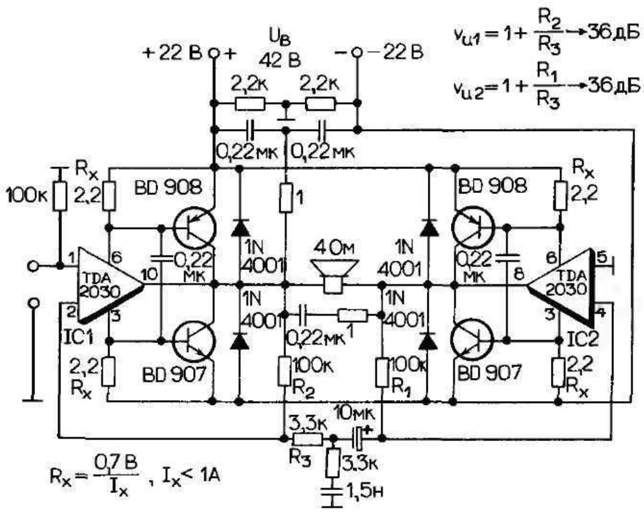


Рис. 13.15.7. Оконечный каскад мощного усилителя по мостовой схеме с разгрузкой по току. Мощность 180 Вт на нагрузке 4 Ом, коэффициент нелинейных искажений $к \leqslant 1\%$ [13.22].

ников. Мощность интегральных усилителей обычно не превышает 20 Вт. Они очень компактны, не требуют внешних деталей, часто содержат устройство защиты от коротких замыканий и перегрузок по току нагрузки, термовыключатели и т.д., что обеспечивает безотказность при эксплуатации (рис. 13.15.5-13.15.7). Технические данные современных усилителей мощности приведены в таблице Приложения А14.

13.15.3. Примеры расчета усилителя

Для примера приведем расчет усилителя мощности среднего класса качества. Исходные данные: мощность на выходе $P_L = 50$ Вт, сопротивление нагрузки $R_L = 8$ Ом, напряжение сигнала на входе $u_e = 1$ В.

Прежде всего выбирается структурная схема усилителя. Она приведена на рис. 13.15.8. Входной каскад – дифференциальный на транзисторах T_1 и T_2 с токовым (по нагрузке) зеркалом на транзисторах 7} и T_4 и эмиттерным источником тока T_5, T_6. Промежуточный каскад – на транзисторе T_7 с источником тока нагрузки T_8, T_9 и источником напряжения смещения T_{10}. Выходной каскад собран на биполярных транзисторах T_{11} ... T_{14} по схеме Дарлингтона.

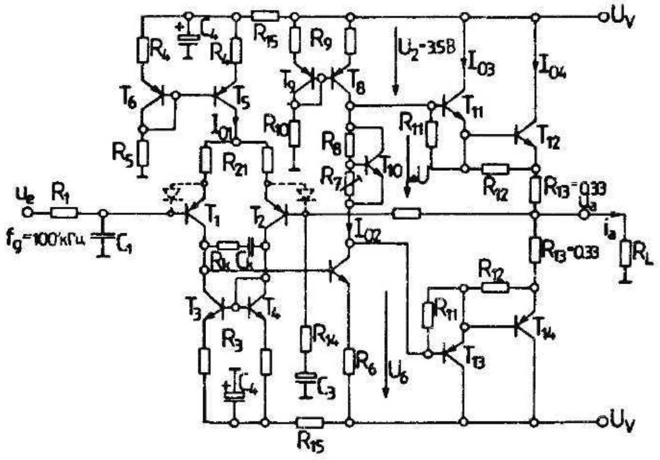


Рис. 13.15.8. Принципиальная схема усилителя мощностью 50 Вт со средними параметрами качества.

Максимальное напряжение на выходе и максимальный выходной ток рассчитываются по выходной мощности P_L — 50 Вт и сопротивлению нагрузки R_L = 8 Ом

$$\hat{u}_{a,\max} = \sqrt{2P_L R_L} = 28{,}3\ \text{В},$$

$$\hat{i}_{a,\max} = \sqrt{\frac{2P}{R_L}} = 3{,}5\ \text{А}. \tag{13.15.4}$$

Выходной каскад

Необходимое напряжение питания U_V определяется по максимальному выходному напряжению $\hat{u}_{a,\max}$, падению напряжения U_2 на источнике тока промежуточною каскада, напряжению база эмиттер U_F транзисторов T_{11}, T_{12} и падению напряжения на сопротивлении R_{13}. Максимальное напряжение питания в режиме холостого хода $U_{V,\max}$ получают с учетом запаса на колебания напряжения в сети питания:

$$U_{V,\min} = \hat{u}_{a,\max} + U_2 + U_{F11} + U_{F12} + R_{13} \cdot i_{a,\max} = 28{,}3 + 3{,}5 + 1 + 1 + 0{,}33 \cdot 3{,}5 = 35\ \text{В},$$

$$U_{V,\max} = 1{,}25 U_{V,\min} = 44\ \text{В}. \tag{13.15.5}$$

Напряжение пробоя выходных транзисторов T_{12}, T_{13} должно быть $2U_{V,\max} \leqslant U_{CER} =$ = 90 В. Максимальная мощность рассеяния транзисторов T_{12} и T_{14} при активной нагрузке и гармоническом сигнале на входе

$$P_T = \frac{U_V^2}{10R_L} \simeq 15\ \text{Вт}. \tag{13.15.6}$$

В случае комплексного импеданса нагрузки величину P_T следует увеличить для надежности в 2–3 раза. В три раза следует увеличить и $I_{C,\max}$ ($I_{C,\max} = 3i_{a,\max}$). Таким образом, получаем

$$P_T \simeq 45\ \text{Вт}, \qquad I_{C,\max} \geqslant 10\ \text{А}. \tag{13.15.7}$$

Суммарное тепловое сопротивление R_{th} транзисторов T_{12} и T_{14} (включая радиаторы) определяют, приняв максимальную температуру кристалла T_J = 175 С, а максимальную температуру окружающей среды T_U = 50 С:

$$R_{th} = \frac{T_J - T_U}{P_T} = 2{,}8\ \text{К/Вт}. \tag{13.15.8}$$

Пусть на радиаторы приходится R_{th}= 1,5 К/Вт. Тогда на сами транзисторы остается $R_{th,G}$ = 1,3 К/Вт. Этому требованию может удовлетворить транзистор, у которого при T_t = 25 С мощность рассеяния

$$P_{th,25} = \frac{T_J - 25}{R_{th,G}} = 115 \text{ Вт}. \tag{13.15.9}$$

По справочным данным определяем, что такой мощностью рассеяния обладают транзисторы в корпусе типа ТО-3 (ТО-204 МА). С меньшим запасом по мощности могут быть использованы также транзисторы с $I_{C,max}$ = 8 А и $P_{th,25}$ =75 Вт. Этим условиям удовлетворяют транзисторы в корпусе типа ТО-220. Для увеличения запаса по мощности можно включить два транзистора в параллель.

Промежуточный каскад

По номинальному выходному току Г $_{max}$ и минимальному усилению по току B_0 выбранного типа транзисторов для каскадов T_{12} и T_{14} (например, $B_{0,min}$= 25) рассчитывается ток коллектора транзисторов T_{11} И T_{13}

$$\hat{i}_{C,max} = \frac{\hat{i}_{a,max}}{B_0} = 140 \text{ мА}. \tag{13.15.10}$$

Поскольку с увеличением частоты усиление по току выходных транзисторов уменьшается (т.е. при быстрых изменениях сигнала транзистор промежуточного каскада отдает больше тока), полученная величина тока предусмотрительно увеличивается в 10 раз:

$$I_{C,max} = 1{,}5 \text{ А}. \tag{13.15.11}$$

Ток покоя транзисторов T_{11} и T_{13} выбирается по минимуму переходных нелинейных искажений величиной I_{03} = 30 мА, при этом падение напряжения на R_{12} будет примерно U_{12} = 550 мВ (ток выходных транзисторов I_{04} = 0), и затем рассчитывается напряжение смещения ΔU

$$R_{12} = \frac{U_{12}}{I_{03}} - R_{13} = 18 \text{ Ом}, \tag{13.15.12}$$

$$\Delta U = U_{пот,11} + U_{пот,12} + 2U_{12} = 1{,}3 + 1{,}1 = 2{,}4 \text{ В}.$$

Мощность рассеяния транзисторов промежуточного каскада в режиме *В*

$$P_T = \frac{U_V^2}{10 R_L \beta_{min}} \simeq 0{,}6 \text{ Вт}; \tag{13.15.13}$$

в состоянии покоя

$$P_T = U_{V,max} I_0 = 1{,}3 \text{ Вт}.$$

С запасом принимается $P_{T,max}$ = 2,5 Вт. У транзисторов такой мощности обычно $B_0 \geqslant 50$. Теперь, зная $i_{C\,max}$=150 мА, можно рассчитать ток базы транзисторов T_{11} и

$$\hat{i}_{B,max} = \frac{1}{B_0}\left(\hat{i}_{C,max} + \frac{U_{пот,12}}{R_{12}}\right) = 4 \text{ мА}. \tag{13.15.14}$$

Далее рассчитывается R_{11}:

$$R_{11} > \frac{U_{Fluß,11}}{\hat{i}_{B,max}} = 175 \text{ Ом}. \qquad R_{11} >> r_{BE} = \frac{B_0 U_T}{I_{03}} = 42 \text{ Ом}. \tag{13.15.15}$$

Для удовлетворения этого неравенства выбирается R_{11}= 680 Ом.

Источники постоянного тока

Ток I_{02} источника T_8 должен выбираться из условия 5...10 $\hat{i}_{B,\max}$. Таким образом,

$I_{02} \simeq 30$ мА. (13.15.16)

Исходя из $AU = 2{,}4$ В и величины тока, протекающего по $R_{7.8}$и равного $0{,}1I_{02}$, получают

$$R_7 + R_8 \geqslant \frac{\Delta U}{0{,}1I_{02}} = 800 \text{ Ом}, \qquad (13.15.17)$$

$$R_7 \simeq \frac{U_{\text{пот},10}}{0{,}1I_{02}} = 220 \text{ Ом}; \qquad R_8 = 580 \text{ Ом},$$

где в качестве R_7 может быть выбран переменный резистор сопротивлением $R = 330$ Ом. Мощность рассеяния транзистора T_{10} $\Delta U \cdot I_{02}$= 72 мВт, ею пренебрегают. Для отвода тепла этот транзистор можно монтировать на радиаторе мощного транзистора. Минимальное напряжение U_2 источника тока T_8 установлено ранее и составляет 3,5 В. Часть его $U_{CE.8} =$ 1 В должна быть предусмотрена как падение напряжения перехода база-эмиттер. Тогда

$$R_9 = \frac{U_2 - U_{CE,8}}{I_{02}} = R_6 \simeq 82 \text{ Ом}, \qquad R_{10} = \frac{U_V - U_{R9} - U_{\text{пот},9}}{I_{02}} \simeq 1{,}3 \text{ кОм}. \qquad (13.15.18)$$

Мощность рассеяния на T_9 вследствие равенства $U_{CE} = U_{\text{Flu}\beta}$ очень мала, и ею тоже можно пренебречь. Мощность рассеяния на T_7 и T_8 при максимальном возбуждении

$$P_T \simeq 2U_V I_{02} = 2{,}6 \text{ Вт}. \qquad (13.15.19)$$

Входной каскад

Для транзистора T_7 принимается коэффициент усиления по току $B_0 \geqslant 100$ (типичная для практики величина). Тогда

$$I_{01} > \frac{2I_{02}}{B_0} = 600 \text{ мкА}. \qquad (13.15.20)$$

Оптимизируя этот ток по частотным и шумовым свойствам каскада, можно выбрать

$I_{01} \leqslant 1$ мА. (13.15.21)

Далее рассчитывается R_3 в токовом зеркале:

$$R_3 \geqslant \frac{U_6 + U_{\text{пот},7} - U_{CE,3}}{I_{01}/2} \simeq 3{,}9 \text{ кОм}, \qquad (13.15.22)$$

и по заданному коэффициенту обратной связи. например $N = 5$, рассчитывается R_2:

$$R_2 = \frac{2N \cdot U_T}{I_{01}} \simeq 220 \text{ Ом}. \qquad (13.15.23)$$

Максимально допустимое значение R_4 находится по максимальным пределам входного напряжения (двухтактный входной сигнал):

$$R_4 \cdot I_{04} + U_{CE,5} + U_{\text{пот},1} + \hat{u}_e < U_V;$$

$$R_4 = \frac{5B}{I_{01}} \simeq 4{,}7 \text{ кОм}, \qquad R_5 = \frac{U_V - U_{\text{пот},6}}{I_{01}} - R_4 = 33 \text{ кОм}. \qquad (13.15.24)$$

Для обеспечения прочности на пробой транзисторов T_1 и T_2 следует выбрать $U_{CE} = U_V$.

Цепь обратной связи

Параметры цепи обратной связи определяются заданным коэффициентом усиления по напряжению v_u (эффективное значение):

$$v_u = \frac{\sqrt{P_L R_L}}{u_e} = 20, \tag{13.15.25}$$

если R_{14} = 470 Ом, $R_{13} = (v_U - 1) \cdot R_{14}$ = 8,93 кОм. Емкость конденсатора связи C_3 рассчитывается по нижней граничной частоте f_u (например, 10 Гц):

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_u R_{14}} = 32 \text{ мкФ}. \tag{13.15.26}$$

Сопротивление R_{15} и емкость C_4 образуют фильтр в цепи питания предварительного каскада. Комбинируя элементы $P_K - C_K$, можно предупредить возможность самовозбуждения каскада на T_l и 7}. С этой же целью в цепи базы транзисторов T_{l1} и T_{l3} эмиттерного повторителя целесообразно включить добавочное сопротивление R = 100 Ом.

14. Способы снижения шумов и помех

Основной целью борьбы с шумами (шумоподавления) является повышение субъективного качества сигналов в данной системе передачи или записи. Обобщенная структурная схема системы звукопередачи с устройствами шумоподавления приведена на рис. 14.0.1. Прямое назначение систем шумоподавления – снижение проникающих в канал звукопередачи аддитивных помех, например фона, собственного шума систем. Устройства шумоподавления способны также уменьшать нелинейные искажения стационарных сигналов, что может быть достигнуто понижением максимального уровня сигналов в канале передачи. Эффект подавления помех может быть достигнут лишь тогда, когда мешающий сигнал лежит за пределами изменения параметров полезного сигнала - уровней, частоты. Значительно хуже поддаются ослаблению сигналы помехи, коррелирующие с полезными сигналами. Сюда относятся, в частности, модуляционный шум, детонация (искажения сигнала, вызываемые неравномерностями скорости носителя записи).

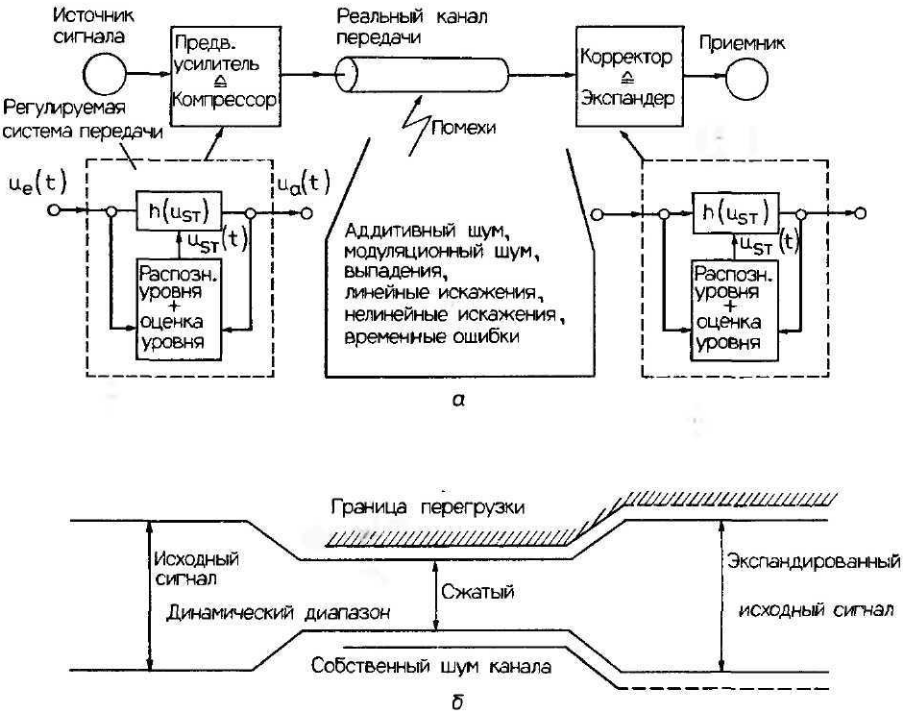


Рис. 14.0.1. Структурная схема компандированного канала передачи или записи звука (*а*), обобщенная диаграмма уровней (*б*).

14.1. Общие принципы

Количество информации R, передаваемой без искажений в единицу времени (бит в секунду), ограничено так называемой емкостью канала С. Для канала, пораженного белым (гауссовым) шумом, емкость информации

$$C = B\cdot\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right)\ [\text{бит/с}], \tag{14.1.1}$$

где B – передаваемая полоса частот, S – средняя мощность сигнала и N – средняя мощность шума.

Один из способов, позволяющих наиболее полно использовать емкость канала, – компандирование сигнала. Смысл его состоит в том, чтобы путем соответствующей обработки увеличить среднюю мощность передаваемого сигнала. На входе канала динамический диапазон сигнала сжимается до нужных пределов, на выходе динамический диапазон расширяется («экспандируется»). Отсюда и название способа – «компандирование». Если поток информации источника сигнала P превышает емкость канала С, то часть информации теряется, что проявляется в виде искажений. Поэтому обработку сигнала, т. е. кодирование потока информации, следует проводить так, чтобы субъективное восприятие этих искажений было как можно меньше. В этих целях может использоваться фактор избыточности информации, поступающей от источника сигнала (психоакустические слуховые эффекты); тогда эффект компандирования состоит в том, что более заметные на слух искажения сигнала (шумы, фон) заменяются искажениями, воспринимаемыми на слух гораздо слабее. К последним относятся, например, переходные процессы нарастания и спада уровней сигнала. Свойственные системам компандирования специфические искажения – это искажения фронтов нарастания и спада уровней сигнала и шумовая модуляция. Чем меньше емкость канала С, тем больше потери информации при передаче и, следовательно, больше искажения сигнала. Таким образом, эффект компандирования тем больше, чем ближе к идеалу собственно канал передачи.

14.2. Разновидности способов снижения помех

Способы уменьшения помех можно разделить на несколько видов, как показано на рис. 14.2.1. Компандерами в узком смысле слова обозначаются нестационарные во времени системы, с помощью которых на стороне источника сигнала (на входе канала) динамический диапазон сигнала сжимается, а на стороне приема (выход канала) расширяется по обратному закону. Для того чтобы мгновенные значения сигнала в канале искажались как можно меньше (линейные и нелинейные искажения), его обработка на входе проводится не по инвариантной во времени характеристике («компандер мгновенных значений», например, логарифматор), а путем регулирования линейного коэффициента усиления системы в соответствии с определенными временными и спектральными средними значениями сигнала (ожидание, предсказание). Работающие по этому принципу компандеры называются «слоговыми компандерами».

Переменную во времени систему с характеристикой регулирования, зависящей от передаваемого сигнала (система с конечной емкостью памяти), можно рассматривать как управляющую систему, обобщенная схема которой приведена на рис. 14.0.1. Свойственные ей функции:

распознавание уровня
$u_S = f_1(u_e, u_a)$,
оценка уровня
$u_{ST} = f_2(u_S)$, (14.2.1)
управляемая система передачи
$u_a = u_e h(u_{ST})$.

	Комплементарные	Некомплементарные
Инвариантная во времвни характеристика передачи	Линейная пред-коррекция (УКВ-радиове-щание, грамза-пись) компандер мгно-венных значений (логарифматор)	Регуляторы тембра, фильтры
Инвариантная во времени характеристика передачи	Слоговый компандер: а)широкополосный компандер dbx, б)компандер Dolby, в)компандер High-Com	Экспандер с пе-рем.АЧХ: шумоподавитель (DNR), ограничитель уровня шума (DNL)

Рис. 14.2.1. Способы шумоподавления.

Для распознавания уровня используется входной сигнал u_e или выходной сигнал u_a (прямое или обратное регулирование). Оценка уровня может проводиться по разным критериям, как, например, пиковые напряжения, эффективные значения, временной или спектральный состав сигнала. Результатом взвешивания является управляющий сигнал u_{ST}, по закону которого изменяются свойства передаюшей системы $h(u_{ST})$.

14.2.1. Общие свойства компандеров

Обычно различают две системы компандеров.

Аддитивная система (рис. 14.2.2, а)

Сжатие и расширение динамического диапазона (ДД) достигается благодаря тому, что на основной сигнал аддитивно накладывается дополнительный сигнал $x \cdot H_1(x)$, величина которого изменяется в зависимости от основного сигнала. Реализуемые функции: сжатие

$$y = [1 + H_1(x)] \cdot x,$$

передача по каналу

$$y \to \tilde{y} + s, \tag{14.2.2}$$

расширение

$$z = \tilde{y} + s - z \cdot H_2(z) = \frac{1}{1 + H_2(z)} \cdot (\tilde{y} + s).$$

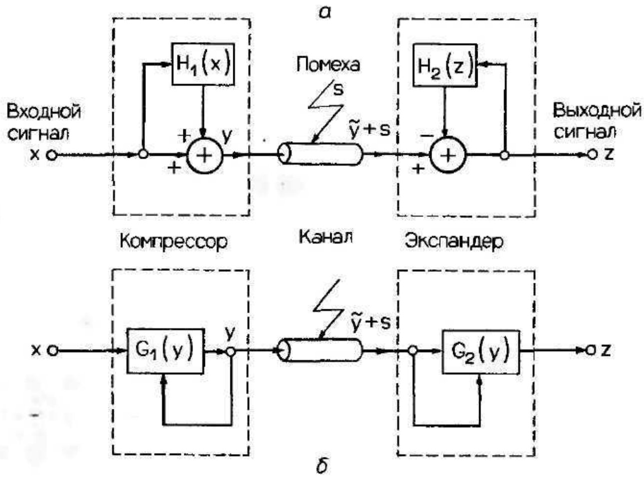


Рис. 14.2.2. Обобщенные структурные схемы компандера: аддитивная система (о), мультипликативная система (б).

Для того чтобы выходной сигнал z получился точно таким, каким он был на входе *x*, необходимо удовлетворить следующим требованиям: характеристики компрессора (устройства сжатия ДД) и экспандера (устройства расширения ДД) должны быть идентичными, т.е. $H_1 \equiv H_2$(и H_1, $H_2 Ф$ — 1), а передача сигнала по **каналу** — безыскаженной, т. е. $\tilde{y}(t) = y(t - t_0)$; и, наконец, должны быть ничтожны помехи $s \ll y$.

Мультипликативная система (рис. 14.2.2,б)

В компандерах этой системы управляемой обработке в процессе передачи (функция передачи *G*) подвергается весь сигнал *x*.
Реализуемые функции:

сжатие
$y = x \cdot G_1(y)$,
передача по каналу
$y \to \tilde{y} + s$, (14.2.3)
расширение
$z = (\tilde{y} + s) \cdot G_2(\tilde{y} + s)$.

Для того чтобы и в этой системе выходной сигнал *z* был таким же, как сигнал на входе *x*, должны быть удовлетворены следующие условия:
характеристики экспандера и компрессора должны быть взаимно обратимыми $G_2 = 1/G_1$ (и G_1, G_2 $Ф$ 0), сигнал должен передаваться без искажений, т.е. $\tilde{y}(t) = y(t - t_0)$, помехи должны быть пренебрежимо малыми $s \ll y$.

Технически реализовать функцию сжатия $G_1 = 1/G_2$ можно, например, если цепи ОС усилителя с большим коэффициентом усиления по напряжению ($v_0 \to$ со) придать характеристику экспандера G_2:

$$G_1 = \frac{v_0}{1 + v_0 \cdot G_2} \simeq \frac{1}{G_2}. \tag{14.2.4}$$

Для компандеров обеих систем очень важно обеспечить корректное декодирование управляющих сигналов. Оно должно быть **таким**, чтобы параметры, характеризующие управляющий сигнал (пиковые значения, эффективные значения и т. д.), при передаче не искажались.

14.2.2. Критерии различия систем

По спектру обрабатываемых сигналов;

- широкополосные компандеры (одновременно обрабатывается весь спектр сигнала);
- компандеры с переменной АЧХ (обрабатывается только часть спектра);
- комбинированные и многополосные компандеры.

Различия по способу сжатия

Коэффициент сжатия динамического диапазона k ($\kappa \leqslant 1$) представляет собой отношение уровня сигнала P_a на выходе компрессора P_a к уровню входного сигнала P_e (при стационарных сигналах). Само же сжатие - это величина, характеризующая разность уровней двух сигналов $P_e - P_a$; итак:

$$k = P_a/P_e,$$
$$K = P_e - P_a = (1 - k)\,P_e \quad (\text{дБ}). \qquad (14.2.5)$$

В качестве опорного уровня для бытовой радиоаппаратуры обычно принимается уровень 0 дБ, соответствующий 580 мВ (округляется до 600 мВ), в студийной технике опорным принят уровень 0 дБ, соответствующий напряжению 775 мВ на сопротивлении 600 Ом. Иногда в качестве опорного в студийной технике принимается уровень в дБ, соответствующий 1 В.

Различия по виду амплитудной характеристики коэффициента сжатия

- Линейные компандеры (рис. 14.2.3, я, *б*). Коэффициент сжатия $k_0 < 1$ нарастает независимо от уровня (с постоянной крутизной).
- Нелинейные компандеры. Коэффициент сжатия $\kappa(P_e)$ зависит от уровня сигнала.
- Билинейные компандеры (рис. 14.2.3, в, г). Сжатие осуществляется только в определенном диапазоне уровней. За пределами этого диапазона $\kappa = 1$.

14.3. Передаточные свойства

Поскольку компандер является переменной во времени системой передачи, то измерять его передаточные свойства как обычно, т. е. с использованием стационарных сигналов, строго говоря, некорректно. Другое дело, что такие измерения могут дать ориентировочные результаты. На практике для определения передаточных свойств компандеров используются широкополосные квазистационарные сигналы (например, «розовый шум»). Применяя методы когерентного анализа, можно, например, измерять нелинейные искажения системы [14.21]. Лучшие результаты получаются при использовании «программно-моделируемых сигналов», которые по всем своим параметрам приближаются к реальным звуковым сигналам (спектральный состав, распределение амплитуд и т. д.). Для измерений передаточных свойств системы могут использовать и скачкообразно изменяющиеся сигналы (тональные посылки), которые представляют собой комбинации временных и частотных признаков сигнала. (В литературе они известны под названием вигнеровские псевдораспределения [14.22, 14.23].)

14.3.1. Относительный уровень шума

В результате компандирования относительный уровень шума SNR_K (в дБ) увеличивается пропорционально коэффициенту сжатия k (или степени сжатия *K*) Верхний предел относительного уровня шума ограничен собственным шумом ком-

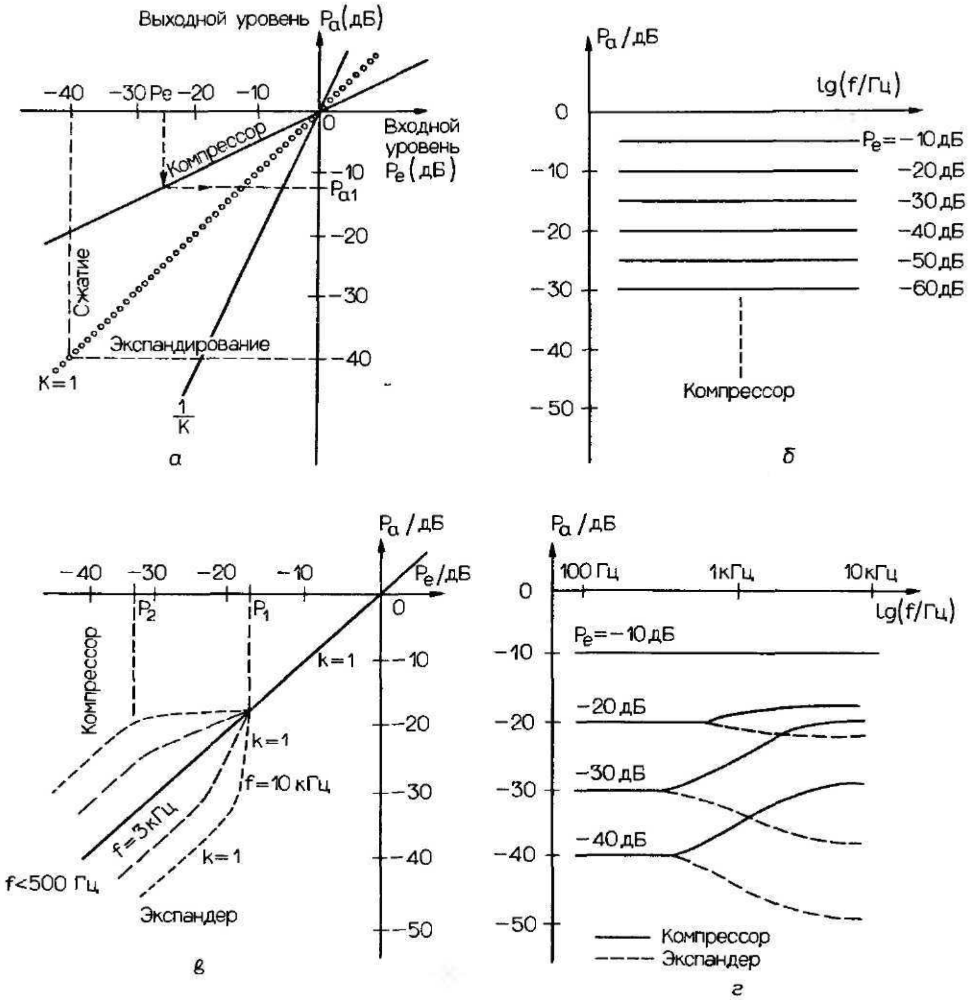


Рис. 14.2.3. Статические характеристики компандера. Частотно-независимая («линейная») характеристика широкополосного компандера (*а*, *б)*, частотно-зависимая («билинейная») характеристика компандера с переменной АЧХ(в. г).

пандера. Результирующий относительный уровень шума **(SNR_a)**, измеряемый на выходном экспандере системы, составляет:

- для линейных широкополосных компандеров $SNR_a = 1/k \cdot SNR_K$;
- для билинейных широкополосных компандеров $SNR_a = SNR_K + K_{max}$; (14.3.1)
- для компандеров со скользящей полосой $SNR_a \leqslant SNR_K + K_{max}$.

Линейный широкополосный компандер с коэффициентом компандирования $к = 1/2$ увеличивает относительный уровень шума с 40 до 80 дБ. Билинейный широкополосный компандер позволяет понизить относительный уровень шума на величину максимального сжатия K_{max}(10.. .20 дБ).

Что касается компандеров со скользящей полосой, то доступное им улучшение относительного уровня шума может быть определено лишь после спектрального

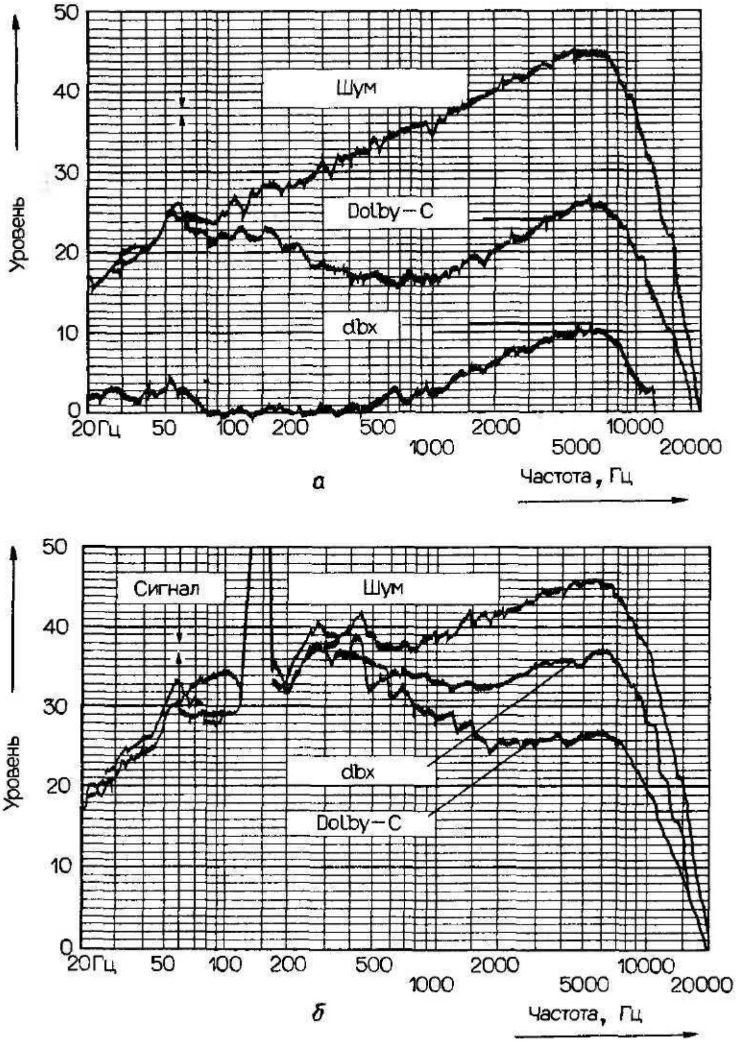


Рис. 14.3.1. Улучшение отношения С/Ш с помощью разных способов компандирования *(а),* уменьшение шумовой модуляции сигнала (б).

взвешивания, т.е. интегрирования по всему частотному диапазону. Поскольку у многих устройств коэффициент сжатия на высоких уровнях сигнала равен 1, то на больших уровнях шума в канале (начиная примерно с $\mathbf{SNR}_K$ = 25 дБ) компандирование никакого улучшения не дает (рис. 14.3.1, я).

14.3.2. Снижение шума в присутствии сигнала

Эффект уменьшения шума компандера в присутствии сигнала P_e, как правило, меньше, чем без сигнала. При уровне шума канала P_K(P_K < 0 дБ) для широкополосного компандера справедливы следующие показатели (считается, что уровень шума

канала P_K ниже минимального уровня сжатого сигнала k_0P_e):

$$\begin{aligned} \mathrm{SNR}_0 &= (k_0 + 1) P_e - P_k \text{ (дБ)}, \\ \Delta\mathrm{SNR}_0 &= (k_0 - 1) P_e \text{ (дБ)}, \\ \mathrm{SNR}_S &= (kP_e - P_k) \text{ (дБ)}. \end{aligned} \quad (14.3.2)$$

Здесь SNR_0 – относительный уровень шума при опорном уровне 0 дБ; $\Delta\mathrm{SNR}_0$ – снижение относительного уровня шума компандированного и некомпандированного каналов; SNR_S - разность уровней шума сигнала и канала.

Последний показатель невозможно улучшить последующим экспандированием, это особенно касается случая мультипликативных шумов (помех).

Путем последующих частотно-зависимых обработок можно увеличить величины SNR_0 и SNR_S. Такой обработкой является, например, дополнительная коррекция частотной характеристики на входе и выходе системы («пре- и деэмфазис»). Их увеличения можно добиться также применением компандирования с переменной АЧХ (рис. 14.3.1, *б*). Правда, здесь следует иметь в виду опасность перегрузки канала.

14.3.3. Ошибки в установке уровня

Ошибки установки уровня в канале передачи $\Delta P_K = P_{K,\mathrm{Ist}} - P_{K,\mathrm{Soll}}$ приводят к увеличению ошибок уровней на выходе ΔP_a, зависящих от коэффициента сжатия k:

$$\Delta P_a = \frac{P_{K,\mathrm{Ist}}}{k(P_{K,\mathrm{Ist}})} - \frac{P_{K,\mathrm{Soll}}}{k(P_{K,\mathrm{Soll}})} \geqslant \Delta P_k. \quad (14.3.3)$$

Для линейных широкополосных компандеров выражение упрощается, принимая вид $\Delta P_a = \Delta P_K / k_0$. Таким образом, при $k_0 = 1/2$ ошибка установки уровня на выходе удваивается.

Последствия ошибок установки уровня:

в случае широкополосных компандеров	- сдвиг абсолютных уровней сигнала;	
в случае нелинейных широкополосных компандеров	– искажения динамического диапазона сигналов;	(14.3.4)
в случае нелинейных компандеров с переменной АЧХ	- искажения динамического диапазона сигнала и сдвиги граничных частот.	

14.3.4. Динамические свойства

На работу компандеров весьма существенно влияют переходные процессы при изменениях уровня сигнала. В основе этого влияния лежат взаимосвязи между динамическим диапазоном сигнала, его частотной полосой и временными параметрами процесса обработки. Важнейшими характеристическими параметрами системы компандирования являются: время срабатывания T_E, время восстановления T_A и выбросы $\ddot{V}$.

Время срабатывания

Время срабатывания T_E – это длительность перехода сигнала от минимального уровня до максимального. Оно определяется на минимальной частоте обрабатываемого

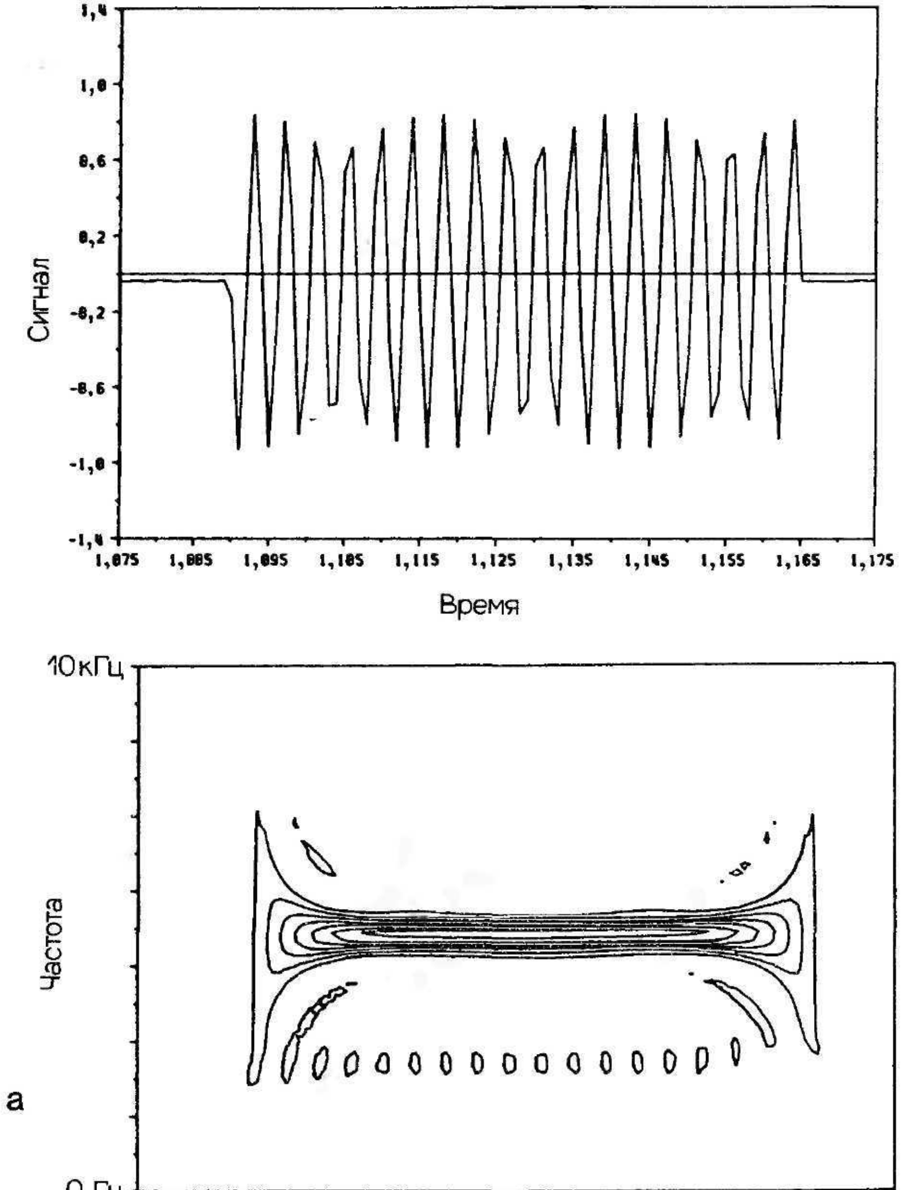
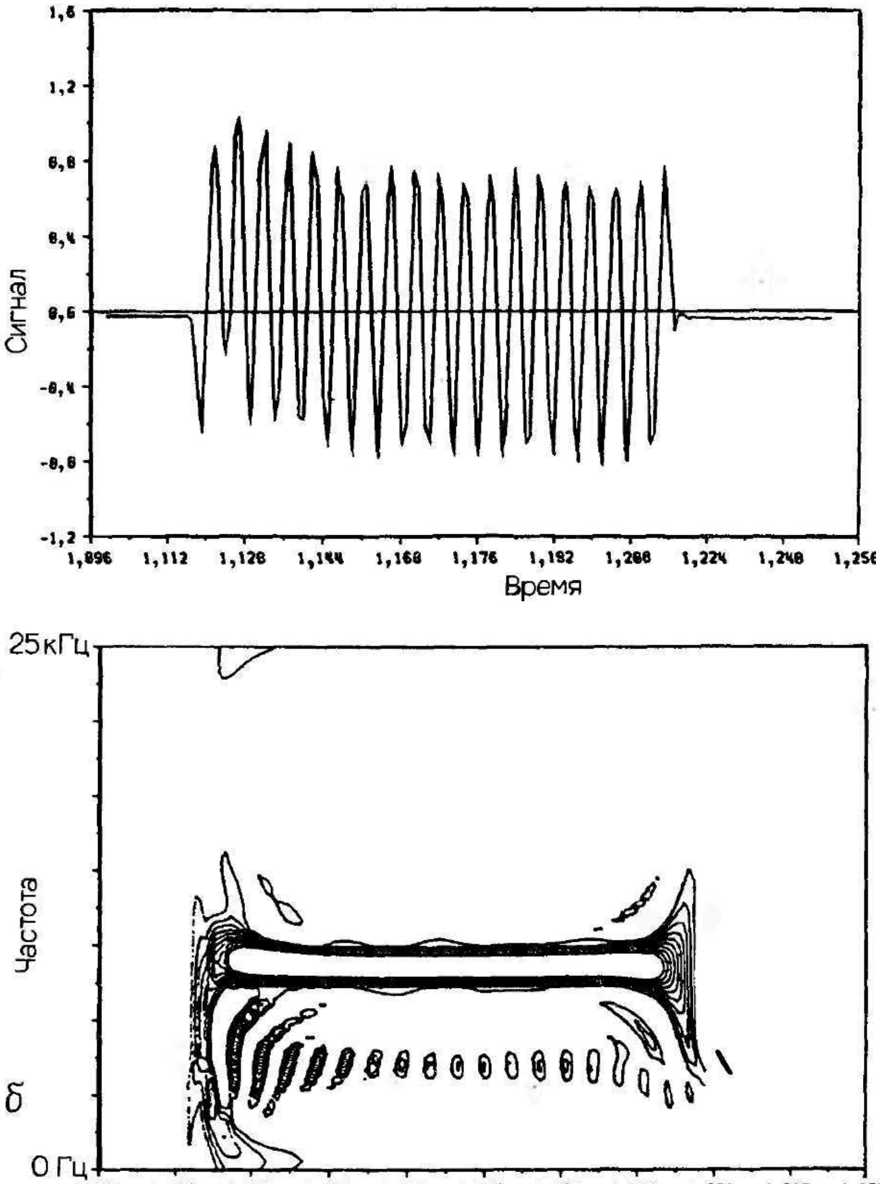


Рис. 14.3.2. Изменения процессов установления для посылки гармонического сигнала. Вверху - форма сигнала во времени, внизу – распределение амплитуд сигнала в системе координат время - частота (график имеет вид изолиний). *а* исходный сигнал, *б* компандированный сигнал с частотой 10 кГц на выходе нелинейного канала.



сигнала:

$$\begin{aligned} &\text{пиковое значение} && T_E \simeq 1/f_u; \\ &\text{среднее (эффективное) значение} && T_E \gg 1/f_u. \end{aligned} \qquad (14.3.5)$$

Теоретически пиковое значение может быть бесконечно малым ($T_E \leqslant 20$ мкс), однако этот параметр системы очень чувствителен к искажениям мгновенных значений

сигнала, вызываемым амплитудными и фазовыми искажениями, вносимыми каналом передачи. Эффективные значения времени срабатывания значительно больше, так как для их обнаружения детектор должен отреагировать по меньшей мере на один полный период колебания сигнала. При этом, однако, разбросы мгновенных амплитуд сигнала меньше влияют на оценку уровня. Кратковременные выбросы вызывают широкополосные нелинейные искажения при передаче сигнала. Субъективный порог слышимости процесса установления лежит в пределах

$$T_E = 1\ldots10 \text{ мс}.$$

Время восстановления

Время восстановления T_A– это длительность перехода сигнала от максимального уровня до минимального

$$T_A \geqslant 5/f_u. \tag{14.3.6}$$

Время восстановления должно быть достаточным для того, чтобы за один период изменения сигнала коэффициент усиления оставался почти неизменным. Если это условие не удовлетворяется, то в системе компандирования возникают модуляционные искажения, субъективно воспринимаемые как «всхлипывания» звуков, шорохи. Они вызывают также увеличение нелинейных искажений на нижних частотах. Субъективный порог времени восстановления лежит в пределах $T_A \leqslant 30\ldots 100$ мс. Когда время восстановления превышает этот порог, на звуках становятся заметными на слух шумовые переходные процессы. До начала интервала срабатывания T_E или восстановления T_A компрессор и экспандер находятся в режиме, соответствующем предыдущему состоянию сигнала.

Выбросы при сжатии

Выбросы на сжатых сигналах U возникают при быстрых нарастаниях уровней с P_{e1} до P_{e2}:

$$\text{в общем случае } \ddot{U} = K(P_{e1}) - K(P_{e2}) \leqslant K_{\max} \text{ (дБ)};$$
$$\text{в случае линейных компандеров } \ddot{U} = (1 - k_0)(P_{e2} - P_{e1}) \text{ (дБ)}. \tag{14.3.7}$$

В реальных системах звукопередачи (например, кассетных магнитофонах) амплитуды выбросов ограничиваются порогами амплитудной характеристики передачи, что в свою очередь приводит к дополнительному увеличению нелинейных искажений и, следовательно, к погрешностям в процессе расширения. Характерные искажения гармонической посылки с частотой 10 кГц в нелинейном канале с компандером невысокого класса качества показаны на рис. 14.3.2. На верхних рисунках показаны осциллограммы сигнала, на нижних –спектральные графики, полученные с использованием псевдораспределения Вигнера, на которых графики амплитуд изображаются в виде изолиний [14.22]. В упрощенном виде метод измерений с использованием распределения Вигнера описан в [14.28].

14.4. Некомплементарные способы шумоподавления

Некомплементарные шумоподавители работают как управляемые фильтры, включенные в приемник сигналов (канал воспроизведения). Сигналы низкого уровня (высокочастотные составляющие) отфильтровываются фильтром НЧ, граничная частота которого изменяется в зависимости от уровня. Одновременно осуществляемое демпфирование высокочастотных составляющих здесь приемлемо потому, что сигналы низкого уровня (тихие звуки) обычно содержат очень мало обертонов.

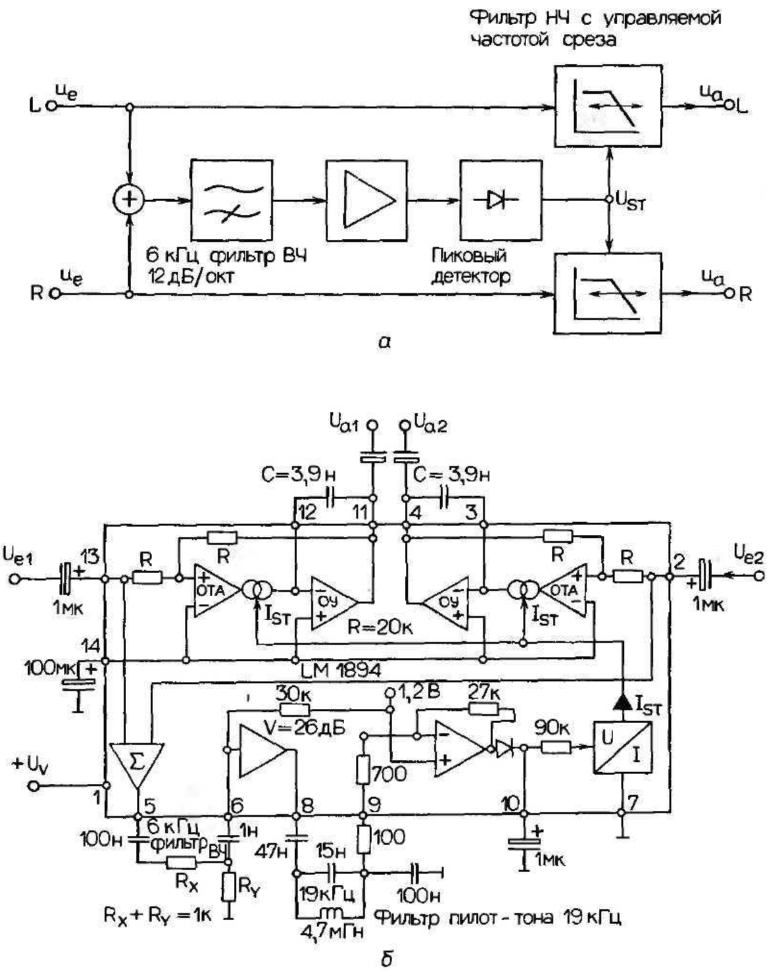


Рис. 14.4.1. Структурная схема динамического шумоподавителя (а), схема шумоподавителя на ИС (б).

14.4.1. Динамический ограничитель шума (DNL)

Принцип работы динамического ограничителя шума основан на управляемой фильтрации НЧ сигнала с использованием выделяемого из него управляющего сигнала. Кроме фильтра НЧ с управляемой в широком диапазоне характеристикой пропускания в канале управления имеется также фазовый фильтр для коррекции фазовой характеристики основного канала передачи и улучшения характеристики фильтра НЧ. Частота среза фильтра ВЧ фиксирована, а коэффициент передачи регулируется в зависимости от уровня сигнала. Управляющий сигнал выделяется из отфильтрованного сигнала и зависит от его уровня, благодаря чему время установления может быть очень малым. При низких уровнях сигнала частотная характеристика передачи в результате регулирования получает вид, соответствующий чувствительности слуха (спад в области средних частот звукового диапазона).

14.4.2. Динамический подавитель шума (DNR)

Динамический подавитель шума также работает по принципу управляемою фильтра. В канал передачи сигнала включается фильтр НЧ 1-го порядка с управляемой частотой среза в полосе от 800 Гц до 30 кГц (рис. 14.4.1, с). Управляющий сигнал выделяется из суммарного (стереофонического) сигнала в полосе частот выше 6 кГц и зависит от его уровня. Выпрямитель уровня управляющего сигнала работает как пиковый детектор с постоянной времени срабатывания $T_E = 0{,}5$ мс и постоянной времени восстановления $T_A = 50$ мс. Максимальное подавление шума около 14 дБ. Принципиальная схема интегрального шумоподавителя приведена на рис. 14.4.1, *б*. Микросхема содержит два операционных усилителя с управляемой крутизной и один ОУ в цепи управления фильтром НЧ. Частота среза фильтра изменяется током I_{ST}, который регулируется внешними конденсаторами 3,9 нФ. В микросхеме имеются также сумматор, промежуточный усилитель и детектор уровня.

14.5. Комплементарный компандер с переменной АЧХ

Типичными представителями шумоподавителей этого класса являются шумоподавители Dolby-B и -C, используемые в бытовой радиоаппаратуре, и Dolby-A и -SR, предназначенные для студийной аппаратуры. Общим признаком всех разновидностей шумоподавителей Dolby является наличие в них основного канала звукопередачи и вспомогательной параллельной ветви, управляющей процессом шумоподавления. Примечательным является и то, что уровень сигнала во вспомогательном канале намного ниже, чем в основном.

14.5.1. Шумоподавитель Dolby-B

Шумоподавитель Dolby-B имеет ступенчатую частотную характеристику с подъемом верхних частот при низких уровнях входного сигнала (рис. 14.5.1). Эффект шумоподавления достигается с использованием фильтра ВЧ с нижней граничной частотой $f \geqslant 500$ Гц. Управляющий сигнал выделяется из отфильтрованного сигнала. при больших изменениях уровня время срабатывания этого сигнала составляет $T_E = 1$ мс, при небольших перепадах уровня $T_E = 100$ мс. Время восстановления T_A также зависит от уровня сигнала и изменяется в пределах 25 ÷ 100 мс.

Выходной сигнал образуется из необработанного основного сигнала и обработанного в зависимости от уровня и частоты сигнала вспомогательного канала. Реализуемые функции

компрессора

$U_a = U_e \cdot [1 + F_1(\omega, U_e)]$;

экспандера (14.5.1)

$U_a = U_e \cdot [1 - F_2(\omega, U_a)]$.

Если $U_{e.\text{Expander}} = U_{a.\text{Kompressor}}$ (идеальный канал) и оба дополнительных канала одинаковы ($F_1 = F_2 = F$), то воспроизводимый сигнал повторяет входной сигнал.

В дополнительном канале имеется фильтр ВЧ, работающий при постоянном коэффициенте усиления $v = 2{,}3$, причем дополнительное ослабление под влиянием управляющего сгнала U_{ST} (в зависимости от уровня)

$$U_i \cdot F(\omega, U_i) = \frac{2{,}3 \cdot j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \cdot U_i \cdot U_{ST} = \frac{2{,}3 \cdot j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \cdot U_i \cdot F\left(\frac{2{,}3 \cdot j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \cdot U_i\right). \quad (14.5.2)$$

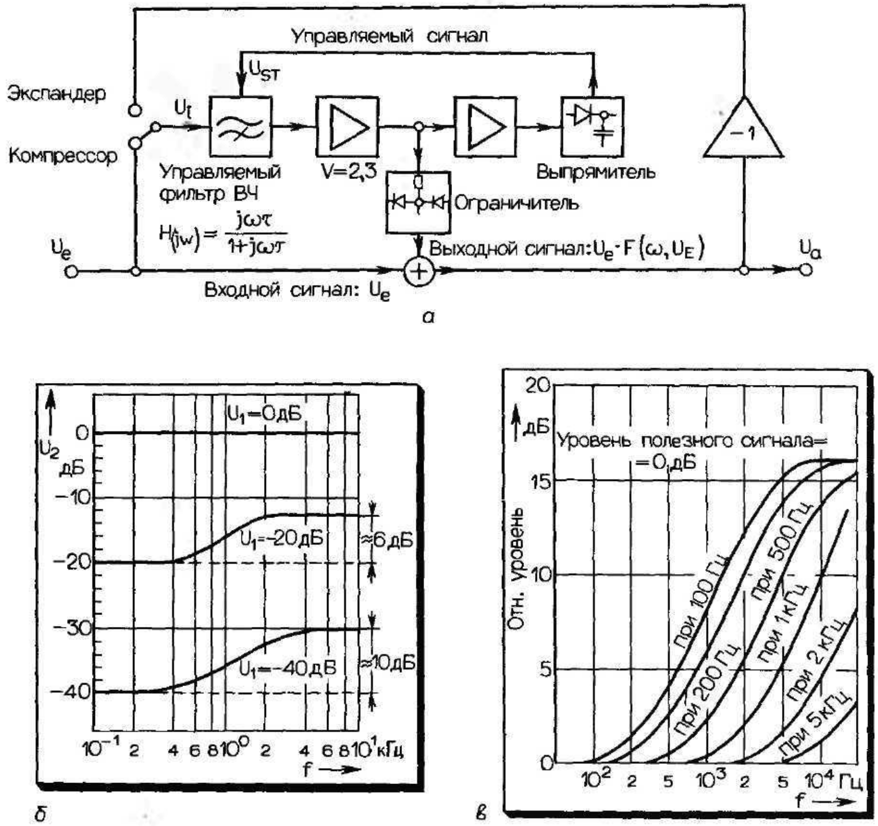


Рис. 14.5.1. Структурная схема компандерного шумоподавителя Dolby-B (*а*), частотная характеристика компрессора в отсутствие полезного сигнала (*б*), частотная характеристика компрессора в присутствии высокоуровневого сигнала разных частот (в) [14.13].

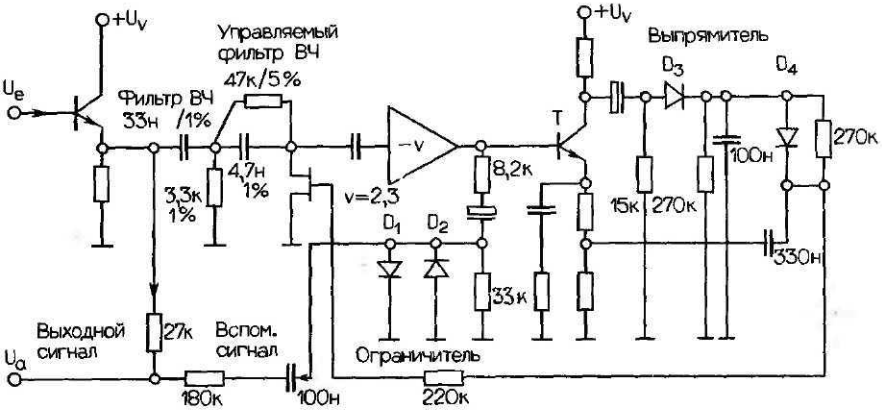


Рис. 14.5.2. Принципиальная схема компрессора Dolby-B на дискретных элементах.

Упрощенная схема компрессора показана на рис. 14.5.2. Полевой транзистор работает как управляемое сопротивление, которое вместе с емкостью $C = 4{,}7$ нФ образует фильтр ВЧ с управляемой частотой среза. Диоды D_1 и D_2 являются ограничителями пиков при сжатии. Транзистор T и диоды D_3 и D_4 образуют выпрямитель (однополупериодный пиковый детектор).

14.5.2. Шумоподавитель Dolby-C

В шумоподавителе Dolby-C используется двухкаскадный компандер, что позволяет получить на частотах выше 1 кГц шумоподавление до 20 дБ. Для сравнения укажем, что шумоподавитель Dolby-B обеспечивает шумоподавление до 10 дБ на частотах выше 4 кГц (рис. 14.5.3). Основу шумоподавителя Dolby-C образуют два последовательно включенных компандера, которые порознь обрабатывают сигналы высокого и низкого уровней. Благодаря такому разделению сжатия удается уменьшить выбросы уровня.

В сигнальной ветви имеется цепочка частотной коррекции с фиксированными параметрами ("spectral–skewing"). Она предназначена для понижения уровня составляющих выше 10 кГц, например, пилот–сигнала 19 кГц стереофонического УКВ-радиовещания. Все это позволяет улучшить модуляционную способность на верхних частотах канала запись–воспроизведение, в частности, кассетных магнитофонов, и уменьшить ошибки вследствие колебаний уровня, вызываемых выпадениями сигнала. В цепи процессора малых сигналов дополнительно включена схема «антинасыщения», защищающая от перегрузок.

Процессор сигналов высокого уровня (при незначительных изменениях постоянных времени фильтра, ограничителя уровня) может быть использован и в варианте Dolby-B (рис. 14.5.3). Вариант С в процессоре высоких уровней использует фильтр ВЧ с фиксированной частотой среза 375 Гц (в варианте В частота среза 1,5 кГц) и управляемый фильтр ВЧ с той же частотой среза. Порог срабатывания ограничителя выбросов изменен на 3 дБ, постоянная времени восстановления цепи взвешивания уровня уменьшена вдвое. Малосигнальный процессор работает с управляемым фильтром ВЧ с частотой среза 375 Гц. Благодаря разделению общего сжатия на две равные части выбросы удается уменьшить.

14.5.3. Шумоподавитель Dolby-A

В шумоподавителе Dolby-A поступающий на вход сигнал разделяется на 4 узкополосных сигнала, каждый из которых компандируется отдельно. Шумоподавители этого типа используются в основном в аппаратуре профессионального назначения–студийной, вещательной.

14.5.4. Шумоподавитель Dolby-SR

В профессиональных системах звукопередачи используется еще одна разновидность шумоподавителей, это так называемый шумоподавитель Dolby-SR. Его основное отличие состоит в том, что он содержит три каскада компрессирования, причем в каждом из них входной сигнал разделяется на один или два полосных сигнала. Во всех каскадах сжатие проводится на определенных уровнях сигнала (пороги уровней срабатывания —30. —48, —62 дБ). В первых двух каскадах граничная частота разделения сигнала лежит около 800 Гц, каскад с порогом —62 дБ обрабатывает сигналы лишь на частотах выше 800 Гц. В каждом из 5 каскадов имеется фильтр с

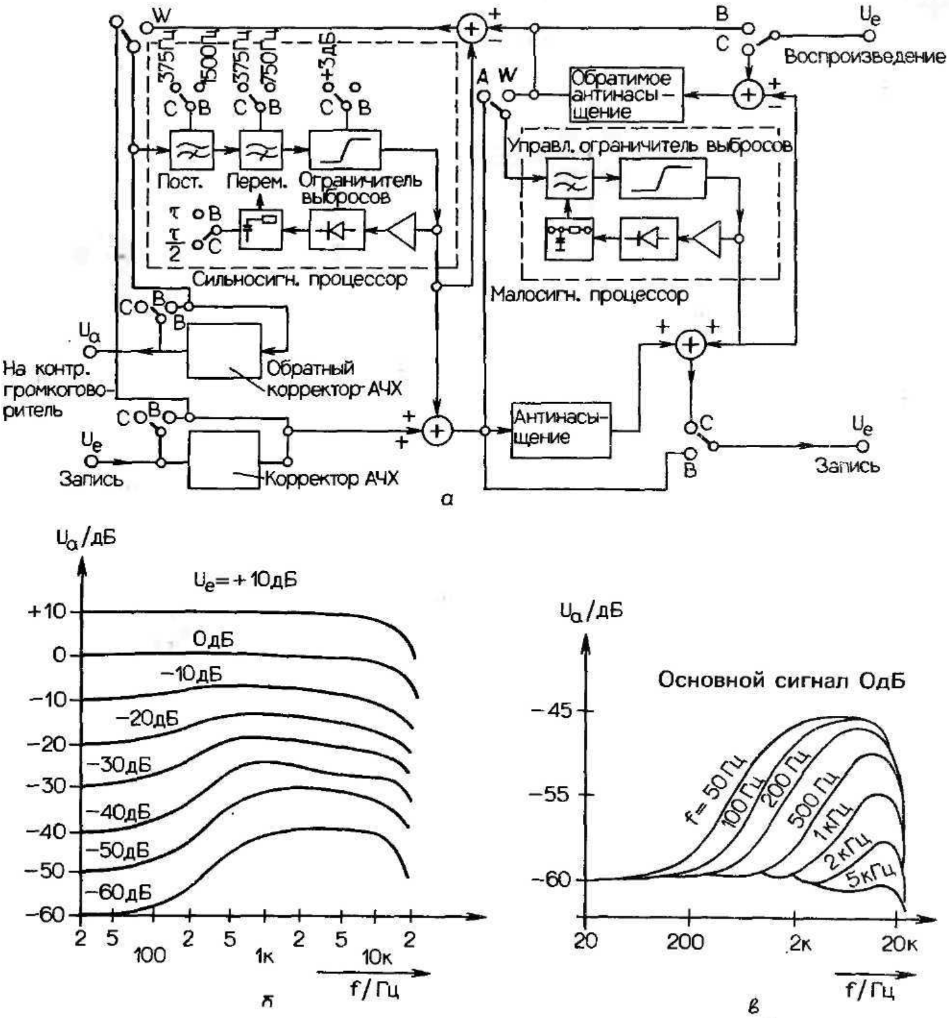


Рис. 14.5.3. Структурная схема комбинированного (переключаемого) процесса Dolby-B/C (положение *A* – запись, положение *W* – воспроизведение) *(a)*. АЧХ компрессора в отсутствие сигнала (*б*), АЧХ в присутствии полезного сигнала разной частоты (в).

фиксированной частотой среза и фильтр с переменной частотой среза. Кроме того, в шумоподавителе имеются схема защиты от перегрузок («антинасыщения») и частотный корректор, как в варианте Dolby-C.

14.6. Комплементарные широкополосные компандеры

14.6.1. Компандер dbx

Структурная схема компандера dbx-II, который используется в профессиональной и бытовой звукотехнике, приведена на рис. 14.6.1. Коэффициент сжатия этого компандера $\kappa = 1/2$. На входе включен полосовой фильтр с граничными частотами 27 Гц и

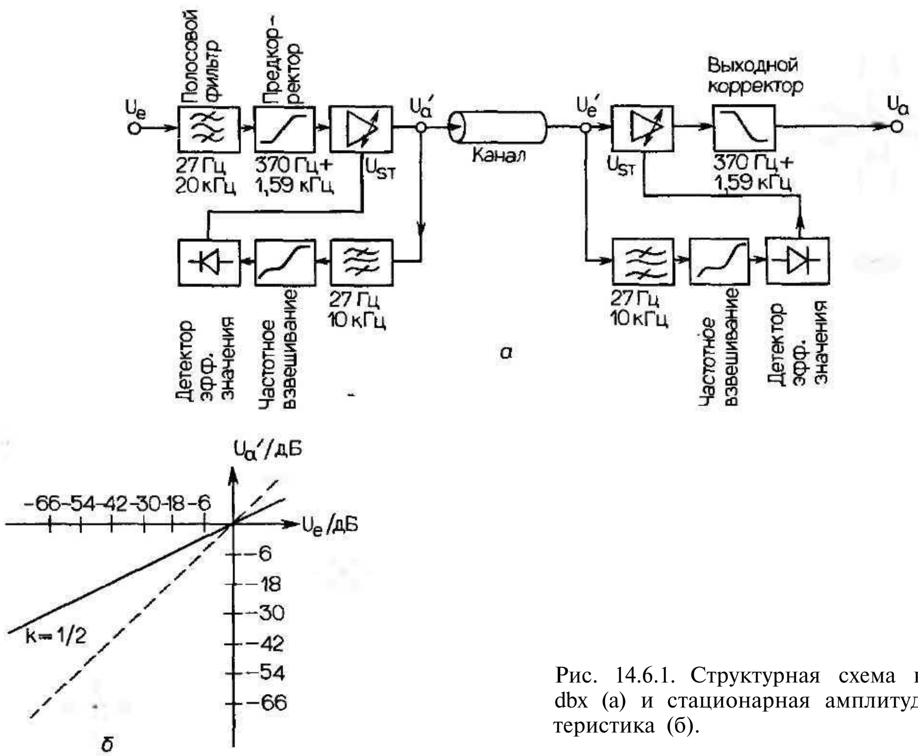


Рис. 14.6.1. Структурная схема компандера dbx (а) и стационарная амплитудная характеристика (б).

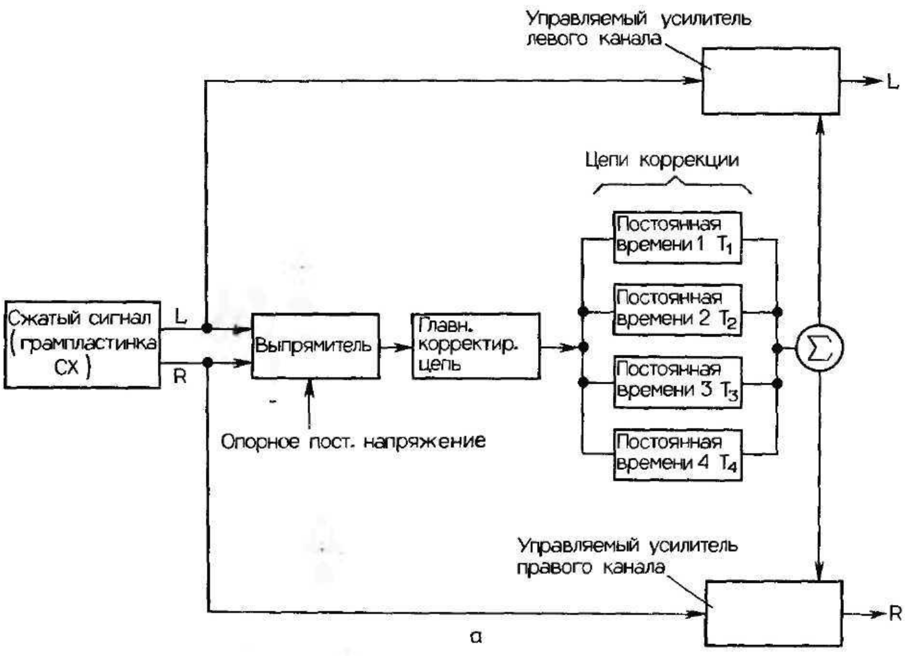
20 кГц. Далее следует фиксированный предкорректор верхних частот (граничные частоты 370 Гц и 1.59 кГц), который обеспечивает подъем уровня сигнала в области выше 2 кГц на 10 дБ. Эта мера позволяет понизить относительный уровень высокочастотного шума в канале воспроизведения даже при небольшом сжатии. Для того чтобы исключить опасность перегрузки канала при больших сигналах верхних частот, в детекторе уровня имеется каскад взвешивания частотной характеристики (фильтр ВЧ с граничной частотой f_u = 48 кГц и частотный корректор, работающий в полосе от 440 Гц до 4,8 кГц).

Уровень сигнала определяется двухполупериодным выпрямителем эффективных значений. Поскольку частота управляющего сигнала не меньше 50 Гц, то постоянные времени срабатывания и восстановления в этой цепи имеют значения не меньше 20 мс.

Коэффициент усиления управляемого усилителя в логарифмическом масштабе линейно связан с управляющим напряжением U_{ST}, что достигается каскадированным включением элементов схемы со взаимно-обратными (логарифмической и антилогарифмической) характеристиками.

14.6.2. Компандер для проигрывателей грампластинок (СХ)

Основная проблема компандирования сигналов в системах аналоговых грампластинок - борьба с низкочастотными помехами высокого уровня (рокот). Особенно сильно эта помеха сказывается на работе широкополосных компандеров. Кроме того, спектр шума грампластинок заметно отличается от шума кассетных магнитофонов,



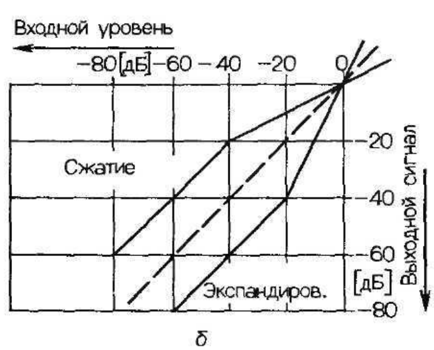


Рис. 14.6.2. Структурная схема СХ-экспандера (*а*), график зависимости коэффициента сжатия от уровня (*б*) [14.10].

что и привело к необходимости разработки специальных компандеров для проигрывателей.

Компандер типа СХ ("compatible expansion"), структурная схема которого приведена на рис. 14.6.2, – это широкополосный компандер с нелинейной характеристикой с $\kappa = 1/2$. Максимальный коэффициент сжатия сигналов с уровнем выше —40 дБ составляет $K_{max} = 20$ дБ. Управляющий сигнал для обоих (стерео) каналов вырабатывается одним двухполупериодным выпрямителем пиковых значений. Этот детектор работает с постоянными времени срабатывания и восстановления $T_E = 1$ мс и $T_A = 10$ мс. Для подавления «всхлипываний» и снижения искажений на низких частотах в канале выделения управляющего сигнала имеются 4 дополнительных фильтра.

В качестве управляемых усилителей используются операционные усилители с регулируемой крутизной. Достигаемое снижение шума в среднем составляет 20 дБ. Поскольку коэффициент сжатия $\kappa = 1/2$ сохраняется неизменным в довольно широком диапазоне уровней сигнала, то абсолютный уровень сигнала на выходе может изменяться. Допустимые отклонения абсолютного уровня не превышают 6 дБ.

14.7. Комбинированные компандеры (широкополосные с переменной АЧХ)

14.7.1. Последовательное включение управляемых усилителей

Принцип компандирования **"Highcom"** (для бытовой аппаратуры) и "Telcom-c4" (для профессиональной, студийной аппаратуры) основан на последовательном включении усилителей $V_1 \ldots V_N$, имеющих одинаково изменяемые коэффициенты усиления *v*. Структурная схема компандера с тремя усилителями (N = 3) приведена на рис. 14.7.1.

Выходное напряжение U_i *i*-го усилителя составляет $U_i = U_e v_i$. Уровень сигнала на выходе каждого усилителя сохраняется неизменным, равным опорному уровню $(U_N - U_R)$. Таким образом, для напряжений U_i и уровней P_i справедливы

$$\frac{U_i}{U_N} = \left(\frac{U_e}{U_N}\right)^{1 - i/N}, \quad v = 1, 2, \ldots, N,$$

$$\frac{P_i}{P_e} = \left(1 - \frac{i}{N}\right) = k. \qquad (14.7.1)$$

При N = 3 коэффициент сжатия сигнала на выходе первого усилителя (i = 1) получит величину κ = 2/3 ("Telcom-c4"). Экспандер строится по такой же точно системе, но для усилителей V_2 и V_3 сигналы снимаются перед первым усилителем V_1. Если сигналы на входе экспандера U'_e и на выходе компрессора U_1 одинаковы, то выходной сигнал первого усилителя U_1 равен исходному входному сигналу.

14.7.2. Система "Highcom"

Компандеры системы "Highcom", разработанные специально для бытовой аппаратуры (кассетных магнитофонов), содержат два управляемых усилителя (N = 2). Получаемый коэффициент сжатия κ = 1/2 (рис. 14.7.2 а). Для согласования с динамическими характеристиками кассетных магнитофонов в каждый усилительный канал

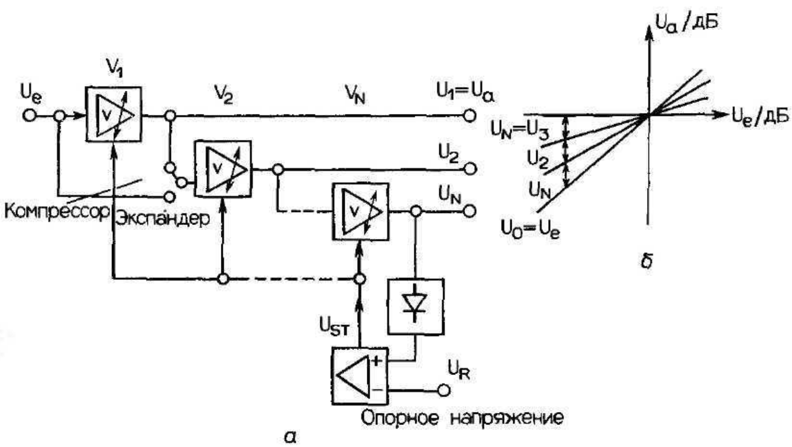
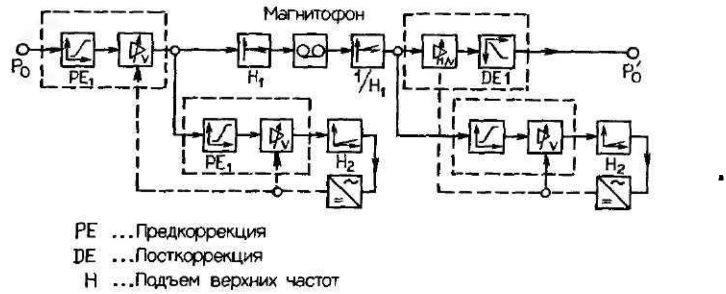
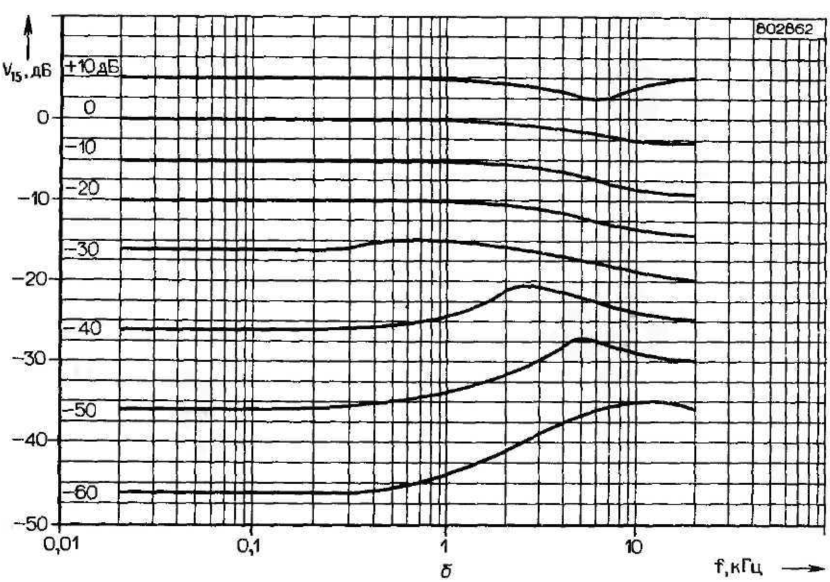


Рис. 14.7.1. Структурная схема компандера фирмы Telefunken (*а*), характеристики компрессии при N = 3 (*б*).



а

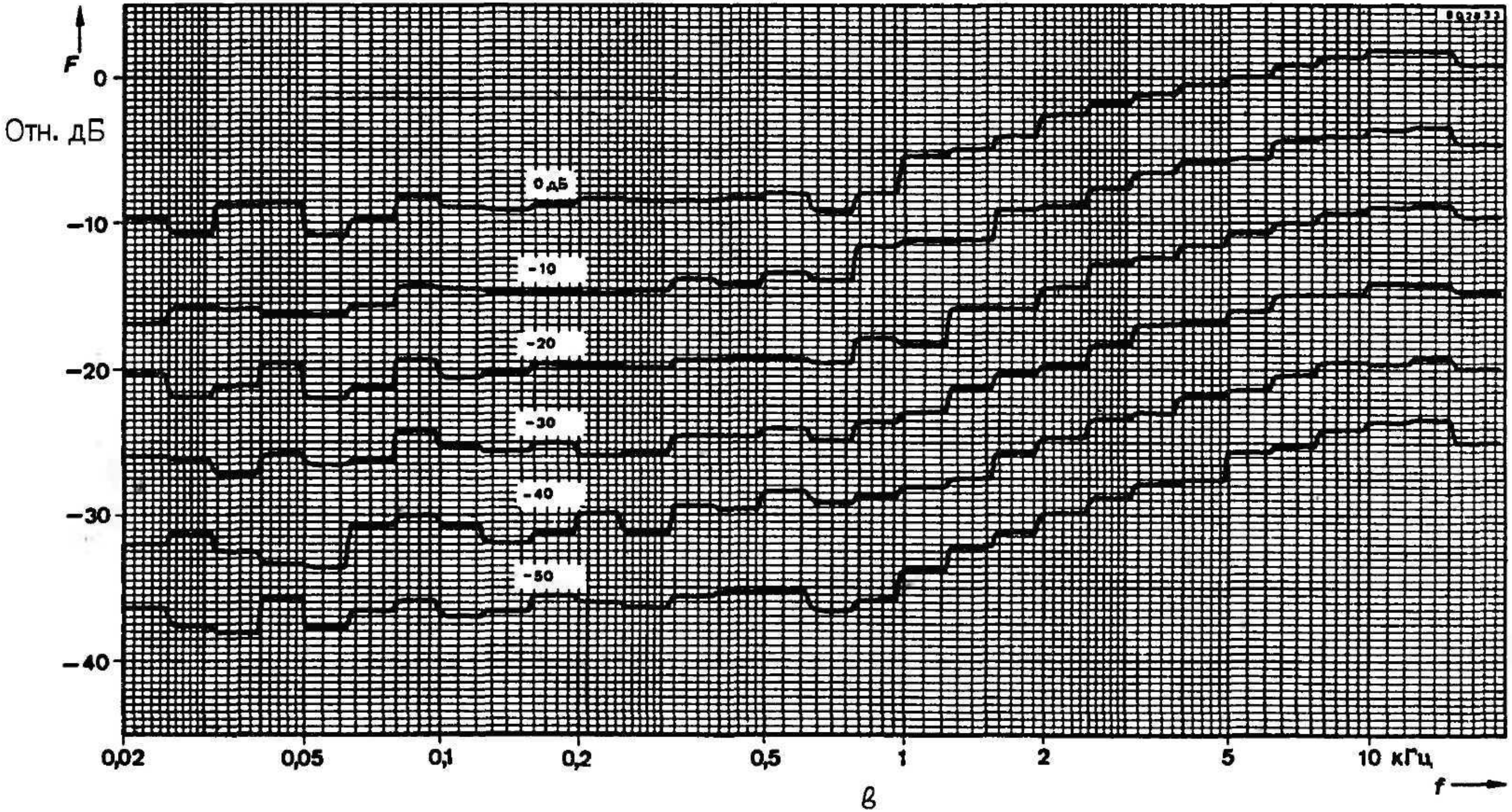


б

Рис. 14.7.2. Структурная схема компандера **Highcom** (*а*) [14.13]. Частотные характеристики компрессора для гармонических сигналов (б), для «розового шума» (в) [14.26].

введена дополнительная цепь коррекции ВЧ (PE1/DE1) с подъемом примерно на 17 дБ (f_1 = 1,2 кГц, f_2 = 8,6 кГц). Кроме того, в канале записи магнитофонов имеется еще одна цепь коррекции сигнала малого уровня на частотах выше 8 кГц. Соответственно ослабляются и сигналы с высоким уровнем (H1 и H2). Компандирование с коэффициентом $\kappa = 1/2$ касается входных сигналов лишь до уровня — 30 дБ. При уровнях сигнала ниже — 30 дБ вступает в работу цепочка фиксированной коррекции (билинейный компандер). Если характеристики такого компандера измерять с использованием одночастотных входных сигналов, они получаются весьма схожими с характеристиками компандера с переменной АЧХ. Если же измерения проводить с использованием широкополосных сигналов (например, розовый шум), то характеристики оказываются независимыми от частоты (рис. 14.7.2, *б, в*). Снижение относительного уровня шума при измерениях с частотным взвешиванием по кривой *A* достигает 20 дБ, при измерениях без частотного взвешивания — около 15 дБ.

У компандеров "Highcom" очень мало время срабатывания (T_E = 0,3 мс), т. е. они



F
0
Отн. дБ
−10
−20
−30
−40
0 дБ
−10
−20
−30
−40
−50
0,02
0,05
0,1
0,2
0,5
1
2
5
10 кГц
f
в

Рис. 14.7.2, *в*.

работают в режиме пикового детектирования. Процесс же восстановления имеет составную постоянную времени. В течение первых 25 мс постоянная времени восстановления весьма велика, что позволяет сохранять практически неизменным коэффициент усиления. Если за этот отрезок времени уровень сигнала не увеличится (т.е. сигнал действительно закончился), то постоянная времени восстановления снижается почти в 10 раз, т. е. время восстановления системы регулирования достигает 80 мс (суммарное время восстановления T_A = 105 мс). Для переключений используется одновибратор с τ = 25 мс, который срабатывает каждый раз, когда сигнал достигает максимального уровня.

14.8. Система вещательной передачи с переменным динамическим диапазоном звуковых сигналов

В 1985 г. Институтом вещательной техники ФРГ была предложена концепция системы для регулирования динамического диапазона звукового сигнала непосредственно в процессе радиовещания (звукового сопровождения телевидения) (рис. 14.8.1 [14.24]). Основные особенности системы:

- до поступления сигнала на передатчик определяется его динамический диапазон и формируется соответствующий управляющий сигнал D_C. Эта операция проводится

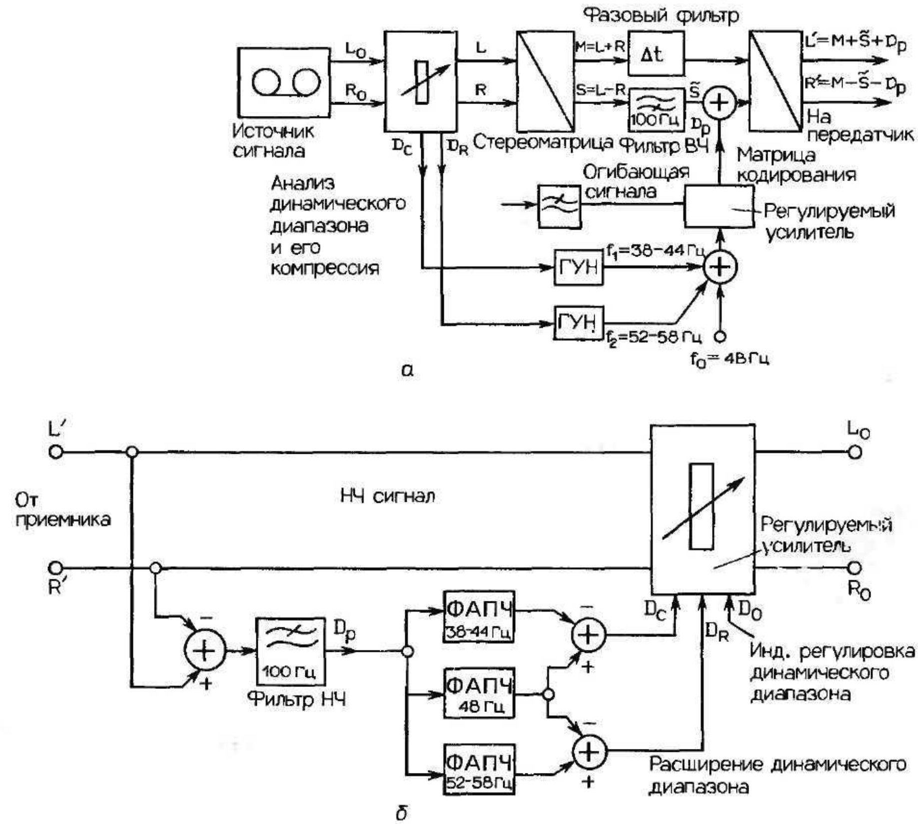


Рис. 14.8.1. Структурная схема канала звукового вещания с адаптивной регулировкой динамического диапазона сигнала: *а* – кодер на стороне передачи, *б* – декодер на стороне приема.

звукорежиссером при обработке программного материала или с помощью специального процессора (с задержкой на 5...20 с) [14.25];

- полученный управляющий сигнал D_C кодируется и замешивается в вещательный сигнал, поступающий на передатчик. При дополнительном сжатии динамического диапазона формируется второй вспомогательный (опорный) сигнал D_R, который передается вместе с программным сигналом;
- на входе передатчика динамический диапазон полученного сигнала сжимается до такой степени, чтобы его можно было принимать обычным радиоприемником (стерео моно), не имеющим специального декодера. Если считать максимальным динамический диапазон программного сигнала 50 дБ (например, в системах цифрового спутникового вещания), то приемлемым сжатием динамического диапазона могут быть величины:

  для систем радиовещания на УКВ – порядка 35 дБ;
  для систем радиовещания АМ - порядка 20 дБ;
  для программ вещания для водителей автотранспорта (учитывая шум в салоне) - порядка 15 дБ;
- на стороне приема сигналы D_C и D_R выделяются декодером и используются для индивидуального регулирования динамического диапазона и его всевозможной обработки в любой точке канала передачи.

Для того чтобы передаваемые вместе с программой управляющий и опорный сигналы D_C и D_R были неслышными, их кодируют способом разностной ЧМ *(AFM),* вводят в разностный сигнал стереопары $L-R$, а затем матрицируют. Разностный стереосигнал L-R ограничивается снизу частотой f_6 = 100 Гц. Для кодированной передачи уровней вспомогательных сигналов D_C и D_R используются три частоты (f_0 = 48 Гц, f_1 = 38.. .44 Гц и f_2 = 52.. .58 Гц). При этом частота $f_0 - f_1$ соответствует значению сигнала D_C, а частота $f_2 - f_0$ – значению сигнала D_R. Для уменьшения шумов дематрицирования, которые могут быть вызваны взаимными прониканиями полезных сигналов из канала в канал, уровень результирующего (посылаемого на передатчик) пилот-сигнала перед матрицированием увеличивается в зависимости от уровня программного сигнала (управляемый усилитель в роли компрессора с ΔL = 40 дБ; для управления используется огибающая программного сигнала, снимаемого с выхода фильтра НЧ).

14.9. Прочие применения компандеров

14.9.1. Системы звукопередачи с компандированием сигналов

Наряду с техникой магнитной звукозаписи (кассетные магнитофоны), записи звука в кино, грамзаписи устройства компандирования сигналов находят применение в системах радиовещания на СВ и УКВ (в некоторых странах [14.29]), в системах звукопередачи с радиомикрофоном, радиотелефонии (Supercom) и каналах записи звука видеомагнитофонов.

В системах видеозаписи с высококачественным звуковым сопровождением (VHS- HiFi, Beta-HiFi) звуковые сигналы дополнительно компандируются, для чего используются модифицированный широкополосный компандер с коэффициентом κ = 1/2 и дополнительный (управляемый) частотный корректор. В системах цифровой записи звука на видеоленту шириной 8 мм широкополосное компандирование с κ = 1/2 осуществляется перед дискретизацией сигнала, а для уменьшения модуляционного шума используется двойная частотная коррекция.

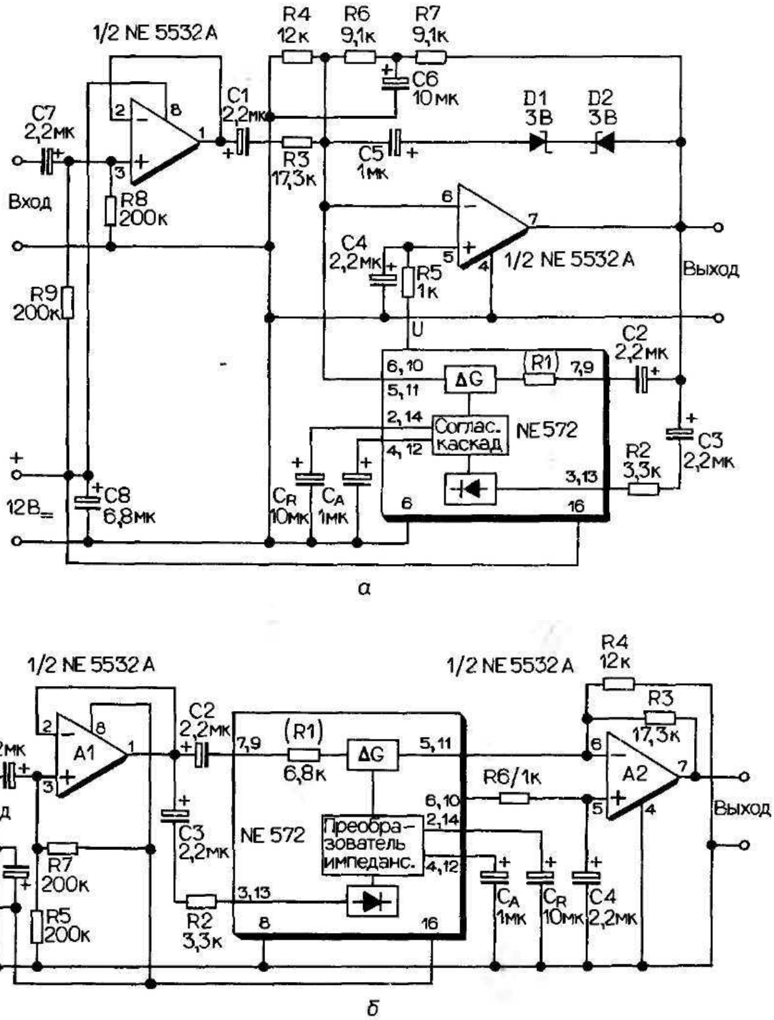


Рис. 14.9.1. Компрессор на специализированной ИС (я), экспандер на специализированной ИС (б) [14.27].

14.9.2. Индивидуальные компандеры

В последнее время промышленностью выпускаются компандеры индивидуального назначения, конструктивно оформленные в виде микросхем. В состав микросхемы входят детектор уровней (выпрямитель, сглаживающий фильтр) и управляемый усилитель. Принципиальная схема интегрального компандера с $\kappa = 1/2$ показана на рис. 14.9.1. Простым добавлением одной микросхемы можно получить многополосный компандер или компандер с большим коэффициентом сжатия, например $\kappa = 1/3$.

15. Цифровые системы управления и соединительные шины

Отличительная особенность современных цифровых систем управления состоит в том, что они основаны на использовании центрального блока формирования и распределения управляющих команд (процессора, микропроцессора), который связан с периферийными устройствами, портами ввода и вывода сигналов с помощью общей шины (рис. 15.0.1). Для обмена данными внутри блоков (устройств), а также для внешних соединений блоков между собой используются различные шины, структура которых зависит от иерархии системы. В рассматриваемой цифровой звукотехнике в структуру системы может входить, например, пульт дистанционного управления (в том числе и на ИК-лучах), система внутренних шин и шина связи блоков между собой. В системах цифровой передачи звуковых сигналов, естественно, должна быть и шина цифровых звукоданных.

15.1. Характеристики соединительных шин

Шина представляет собой группу электрических линий, по которым информация передается в цифровой форме. Параметры, характеризующие шину, – это число входящих в нее линий, уровни передаваемых сигналов, временные параметры передачи (длительность посылок, их последовательность, называемые иногда «протоколом передачи»). Исходными данными для выбора параметров шины являются скорость потока информации, характер передающей и приемной аппаратуры, максимальные уровни передаваемых сигналов, способ развязки устройств системы между собой (гальваническая развязка), уменьшающий паразитное влияние внешних помех.

Обычно цифровая соединительная шина состоит из трех субшин (вторичных шин), различающихся видом передаваемых сигналов. Это управляющая шина, название которой говорит само за себя, т. е. шина, по которой передаются сигналы управления процессом обмена данными (например, команды на передачу или прием данных), адресная шина, по которой передаются кодовые сигналы - адреса устройств, посылающих или принимающих информацию и, наконец, шина данных, по которой в закодированном виде передаются собственно информационные сигналы и команды. Сигналы управления периферийными устройствами обработки данных формируются с помощью декодеров и ЦАП в виде посылок постоянного напряжения или групп импульсов, в которые преобразуются сигналы датчиков (клавиатуры и др.).

В звуковой аппаратуре возможно применение некоторых стандартизованных системных шин и протоколов цифровой передачи, широко распространенных в международном масштабе (например. V.24/RS-232-C, V.11/RS-422 A, RS-485, шина МЭК и др.).

По состоянию на 1986 г. стандарта на межсоединительные шины бытовой аудиовизуальной аппаратуры не существовало. В аппаратуре европейского производства часто применяются комбинированные шины, состоящие из шин I^2C и D^2. Ассоциация американских электропромышленников (EIA, США) разрабатывает проект стандарта, который, по-видимому, будет согласован с японскими предложениями. Разумеется, что идеи и предложения по созданию единых систем интерфейса имеются и у фирм, выпускающих вычислительную технику.

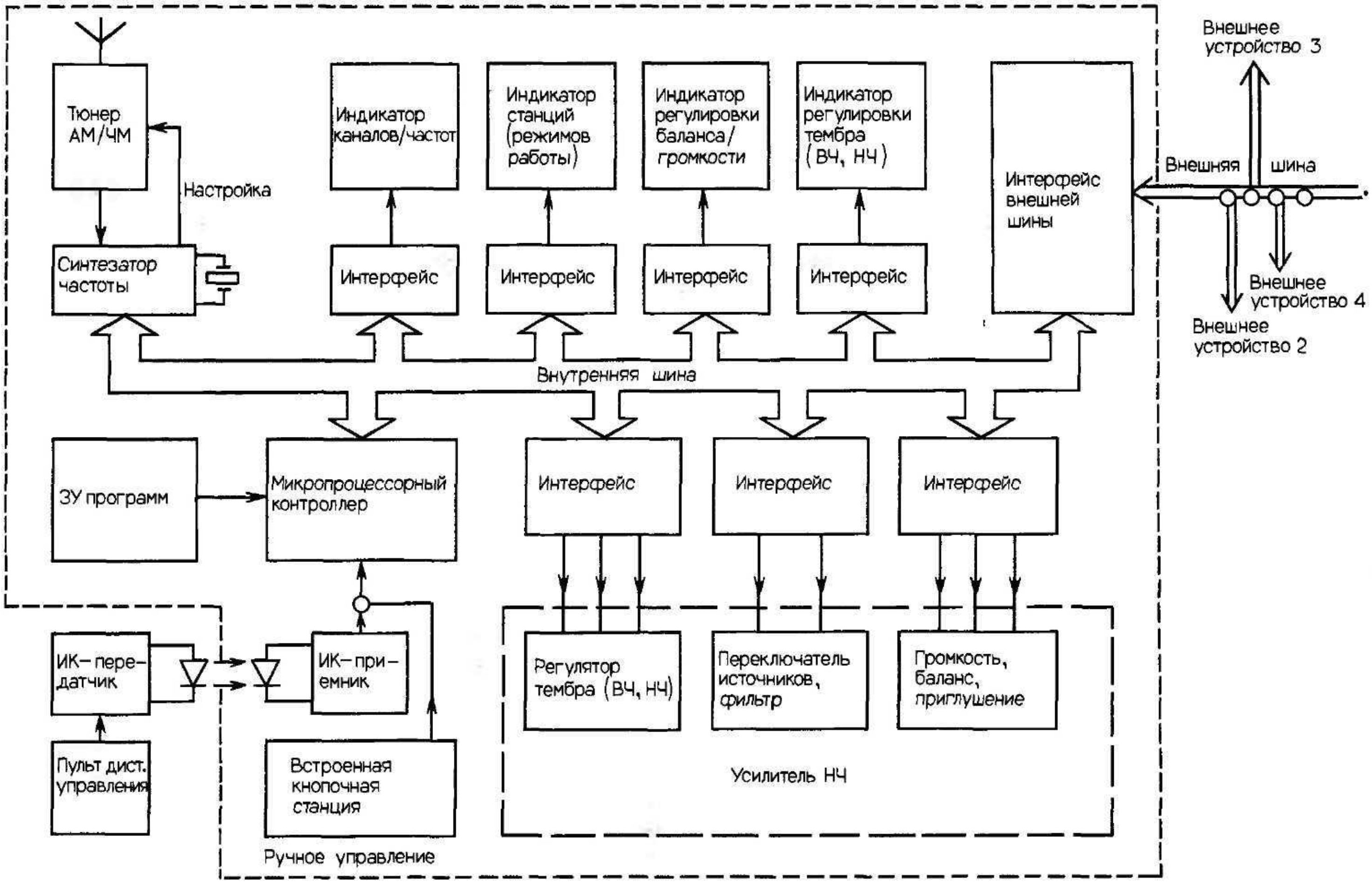


Рис. 15.0.1. Структурная схема управляемого микропроцессором радиовещательного приемника с внутренней и внешней шинами.

15.2. Система шин I^2C (рис. 15.2.1)

15.2.1. Шина С

Шина С была первой в этой системе шин; она состояла из трех сигнальных линий, которые связывали периферийные устройства фирм Valvo/Philips. Уровни сигналов соответствовали технологии ТТЛ, кодовые слова имели длину от 11 до 20 бит.

15.2.2. Шина I^2C

Усовершенствованная шина этой системы, так называемая шина I^2C ("Inter Integrated Circuit"), - это двунаправленная асинхронная шина с последовательной передачей данных внутри одного устройства, содержащая всего 2 сигнальные линии: линию данных (SDA) и линию синхронизации (SCL). В состоянии покоя уровень сигнала в линиях соответствует логической единице («1»). Такой режим реализуется путем использования в цепях питания (+ 5 В) источников с трехстабильным выходом, что позволяет подключать к шине периферийные устройства непосредственно. Это могут быть устройства КМОП, НМОП и биполярные. Суммарная емкость линий шины должна быть не больше 400 пФ (входная емкость на каждую ИС должна быть в пределах от 5 до 10 пФ), допустимая длина соединительных линий в шине не более 2 м (рис. 15.2.2).

Данные передаются группами бит (кодовыми словами), один дополнительный бит –в качестве квитирующего ("acknowledge" - АСК). Импульсы данных и синхронизации формируются источниками, являющимися ведущими ("master") для всей системы. Перед началом передачи данных сигнальная и синхронизирующая линии находятся в состоянии логической «1». Началом (стартом) передачи служит уровень, соответствующий логическому «0» в линии данных. Прием информации с линии данных происходит при уровне в линии синхронизации, соответствующем логической «1». Изменения данных могут происходить только при уровне в сигнальной линии, соответствующем логическому «0». В момент поступления девятого бита линия данных остается в состоянии логической «1», а от приемника по этой же линии поступает бит-квитанция, имеющая уровень логического «0». Передача заканчивается, когда в обеих линиях (сигнальной и синхронизирующей) уровень соответствует логической «1» (рис. 15.2.3. о).

Законченный пакет данных («передача») состоит из нескольких байтов (рис. 15.2.3, б). После стартового бита в линию к потребителю посылается адрес (7 бит) блока –адресата, которому предназначена данная информация. Восьмой бит предопределяет режим следующего кодового слова, т.е. будет ли оно передаваться от ведущего узла («0») или приниматься потребителем – адресатом («1»). Квитирующий бит (АСК) при этом поступает от последнего закончившего прием данных блока. Если восьмой бит имел значение «1». то принявший посылку адресат становится источником информации и посылает свои данные прежнему ведущему узлу.

При максимальной тактовой частоте $f_T = 100$ кГц скорость потока информации в шине составляет 10 кбайт/с. Если исключить служебную информацию, т.е. ту часть потока, которая расходуется на адреса, то скорость потока собственно информации составит приблизительно 5 кбайт/с. Нетрудно видеть, что скорость потока полезной информации оказывается тем большей, чем большее число байтов, следующих один за другим, посылается по одному и тому же адресу. Периферийные устройства с несколькими адресами включаются в систему автоматически. Для этого вводимый в память новый адрес с каждым квитирующим битом повышается на + 1.

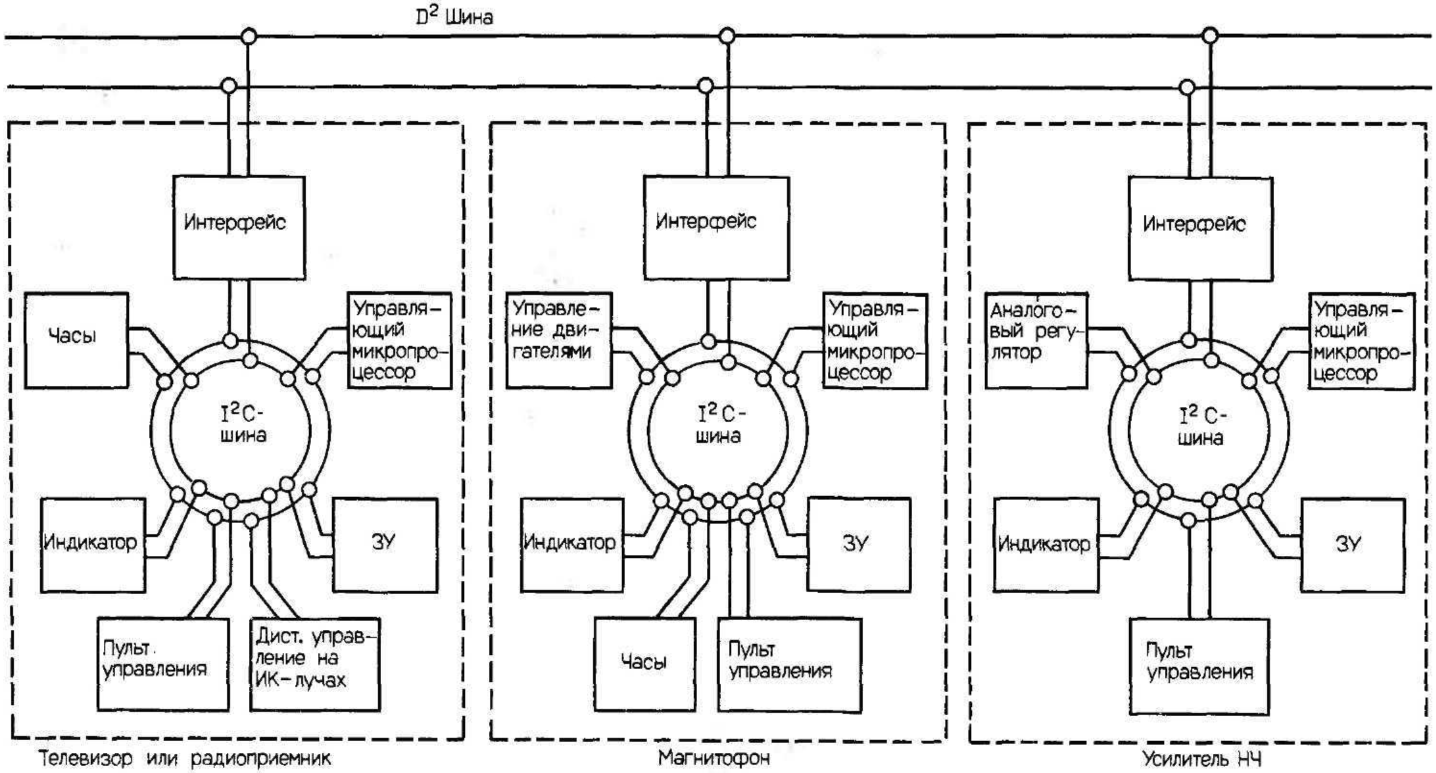


Рис. 15.2.1. Система оборудования, объединенного шиной D^2.

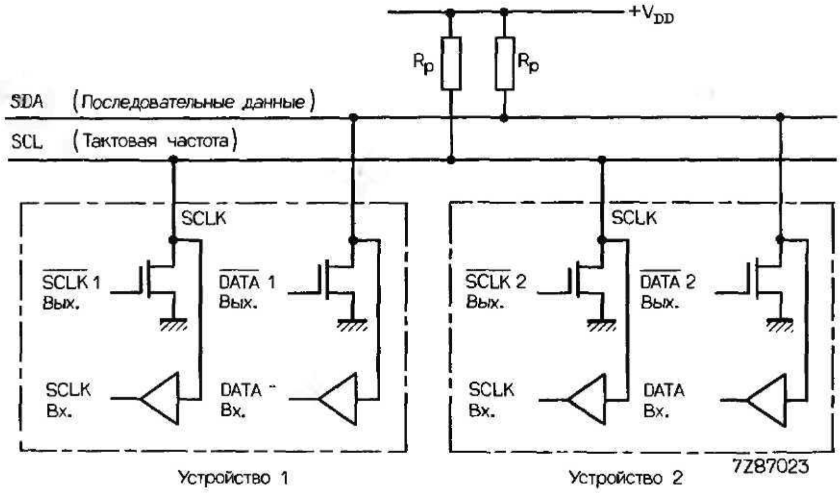


Рис. 15.2.2. Подключение аппаратуры через шину I^2C [15.2].

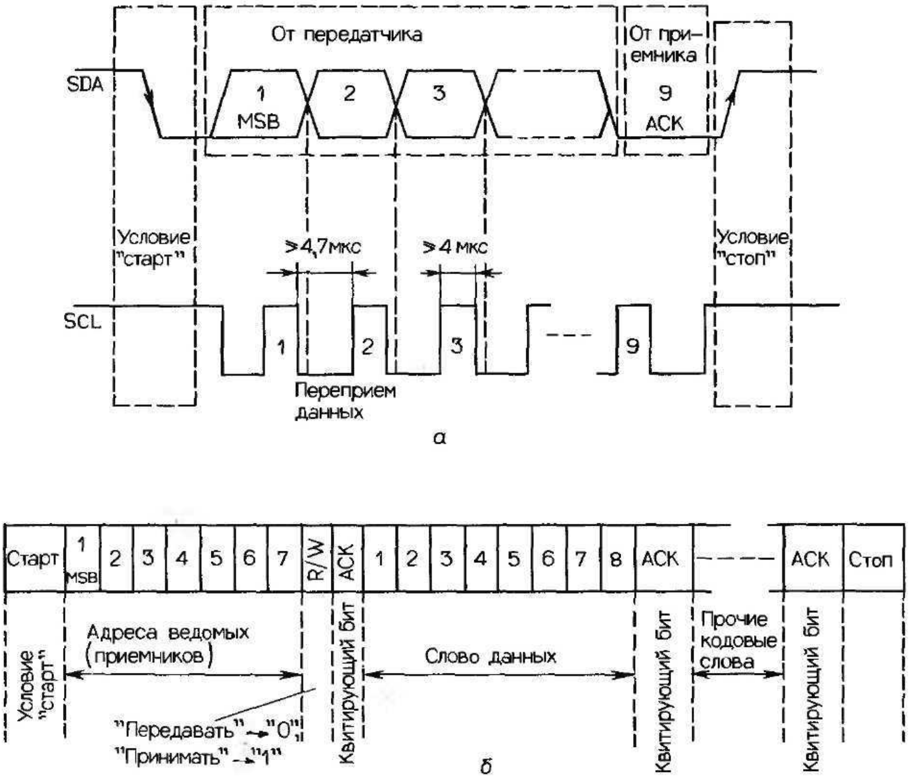


Рис. 15.2.3. Временная диаграмма уровней шины I^2C *(а),* формат потока данных *(б).*

ФОРМАТ ШИНЫ I^2C

S	ВЕДОМЫЕ АДРЕСА	A	ПОДАДРЕСА	A	ДАННЫЕ	A	P

S	= условие «старт»	ПОДАДРЕСА	= см. табл. 1
ВЕДОМЫЕ АДРЕСА	= 10000000	ДАННЫЕ	= см. табл. 1
A	= отклик ведомого элемента	P	= условие «стоп»

Если в посылке передается больше одного байта, то режим автоматически переключается на подадрес

б)

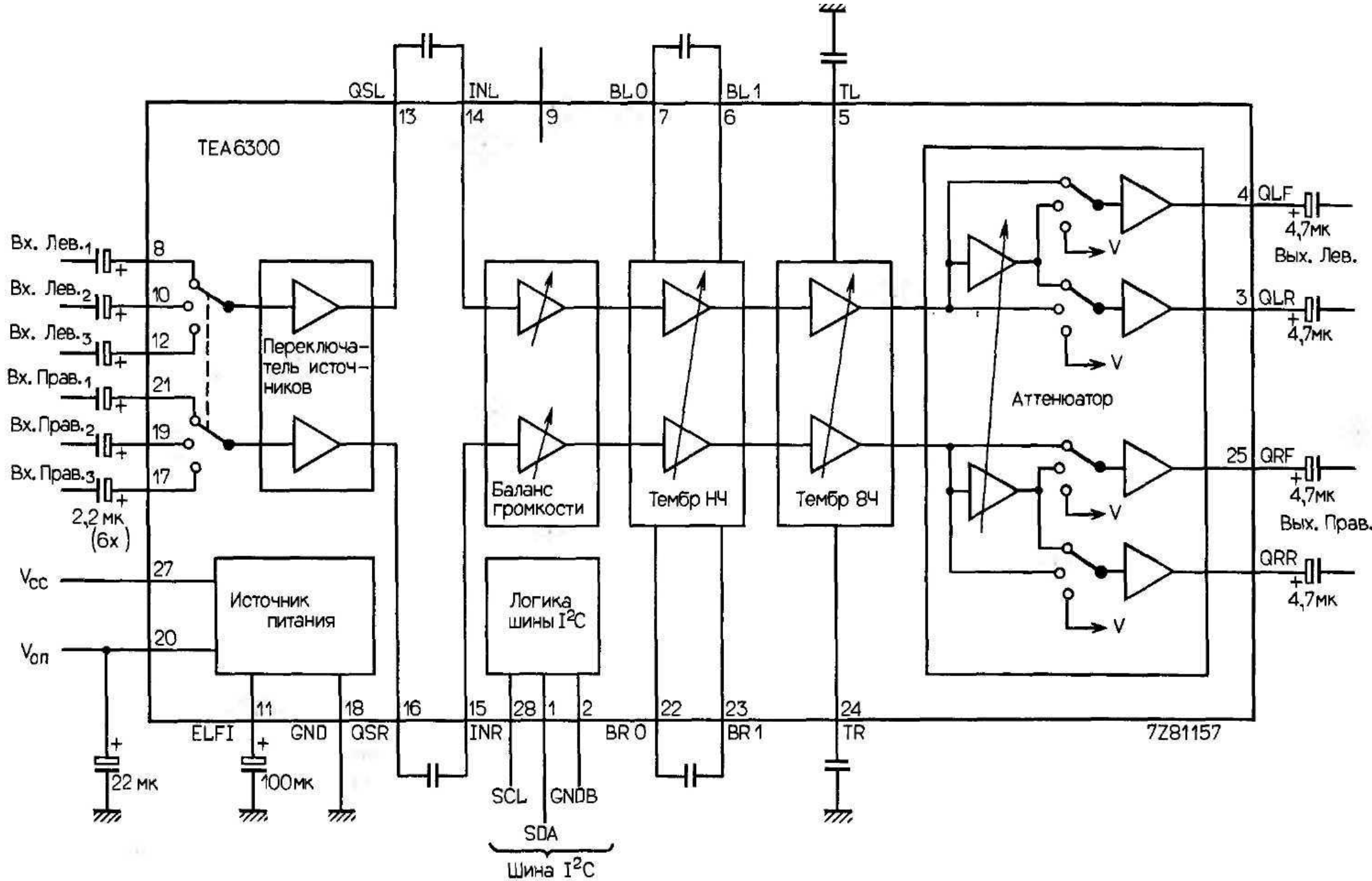
Функция (режим В)	Подадрес	ДАННЫЕ							
		D7	*D6*	*D5*	*D4*	*D3*	*D2*	*D1*	*D0*
Громкость левого канала	0 0 0 0 0 0 0 0	X	X	VL5	VL4	VL3	VL2	VL1	VL0
Громкость правого канала	0 0 0 0 0 0 0 1	X	X	VR5	VR4	VR3	VR2	VR1	VR0
НЧ	0 0 0 0 0 0 1 0	X	X	X	X	BA3	BA2	BA1	BA0
ВЧ	0 0 0 0 0 0 1 1	X	X	X	X	TR3	TR2	TR1	TR0
Аттенюатор	0 0 0 0 0 1 0 0	X	X	MFN	FCH	FA3	FA2	FA1	FA0
Выключатель	0 0 0 0 0 1 0 1	GMU	X	X	X	X	SCC	SCB	SCA

в)

Регулировка тембра НЧ

G, дБ	Данные			
	BA3	BA2	BA1	BA0
+15	1	1	1	1
+15	1	1	1	0
+15	1	1	0	1
+15	1	1	0	0
+12	1	0	1	1
+9	1	0	1	0
+6	1	0	0	1
+3	1	0	0	0
0	0	1	1	1
−3	0	1	1	0
−6	0	1	0	1
−9	0	1	0	0
−12	0	0	1	1
−12	0	0	1	0
−12	0	0	0	1
−12	0	0	0	0

Рис. 15.2.4. Структурная схема регулятора тембра со стыком шины I^2C (*а*), требуемый формат данных (б), адресование отдельных регуляторов (в), таблица информационных разрядов регулятора нижних частот (*г*).



TEA6300
QSL
INL
BL 0
BL 1
TL
13
14
9
7
6
5
Вх. Лев.1
Вх. Лев.2
Вх. Лев.3
Вх. Прав.1
Вх.Прав.2
Вх. Прав.3
8
10
12
21
19
17
2,2 мк
(6х)
Переключатель источников
Баланс громкости
Тембр НЧ
Тембр ВЧ
Аттенюатор
4 QLF
4,7мк
Вых. Лев.
3 QLR
4,7мк
25 QRF
4,7мк
Вых. Прав.
QRR
4,7мк
V
Vcc
Vоп
27
20
Источник питания
Логика шины I2C
11
18
16
15
28
1
2
22
23
24
ELFI
GND
QSR
INR
BR 0
BR 1
TR
7Z81157
22 мк
100мк
SCL
SDA
GNDB
Шина I2C

Рис. 15.2.4*а*

Пример схемы

На рис. 15.2.4, *а* показана схема выполненного на ИС регулятора тембра автомобильного радиоприемника с четырьмя выходными каналами [15.8]. Формат адресования показан на рис. 15.2.4, *б*. Фигурирующий в формате субадрес относится к конкретному исполнительному элементу в системе регулирования (рис. 15.2.4, *в*). На рис. 15.2.4, *г* показана таблица кода и значение разрядов для регулятора тембра (области нижних частот).

15.2.3. Шина D^2

В дополнение к внутриблочным связям, организуемым шиной I^2C, в цифровых системах необходимы и межблочные связи, которые организуются с помощью шины D^2 (Digital Data Bus). Важной особенностью обеих шин является то, что они не требуют центрального поста управления и могут работать на разных тактовых частотах.

Шина D^2–двунаправленная, состоит из двух линий (R_L= 75 Ом, максимальная емкость 10 нФ), сигналы в которых противофазны («симметричны относительно земли»). Максимальная длина линий этой шины около 150 м (рис. 15.2.5). Поскольку сигналы в линиях противофазны. то обеспечить достаточную защищенность от внешних помех можно простой скруткой проводов линий. Кроме того, для защиты данных, передаваемых по линиям, применяется способ контрольного бита. Логическому «0» соответствует напряжение больше 120 мВ, логической «1»–напряжение меньше 20 мВ; при этом синфазные составляющие могут иметь уровень до 5 В. Как и в случае шины I^2C, к шине D^2 можно непосредственно подключать несколько потребителей (блоков) с логическими трехстабильными элементами на выходе. Адресный код длиною 12 бит позволяет управлять достаточно большим (до 4096) числом подчиненных блоков. Из этого числа адреса от 256 до 511 могут быть выделены для управления периферийными устройствами и аудиовизуальной аппаратурой.

Цикл передачи данных по шине имеет следующую последовательность (рис. 15.2.6,*а*):

- стартовый бит (переход от «1» к «0», он же служит синхронизирующим битом);
- бит режима работы (три варианта);

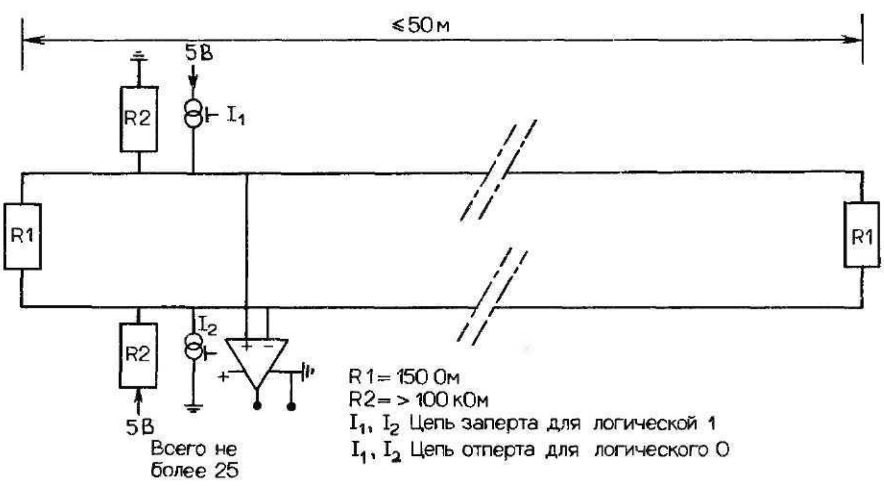


Рис. 15.2.5. Соединение элементов системы через шину D^2 [15.9].

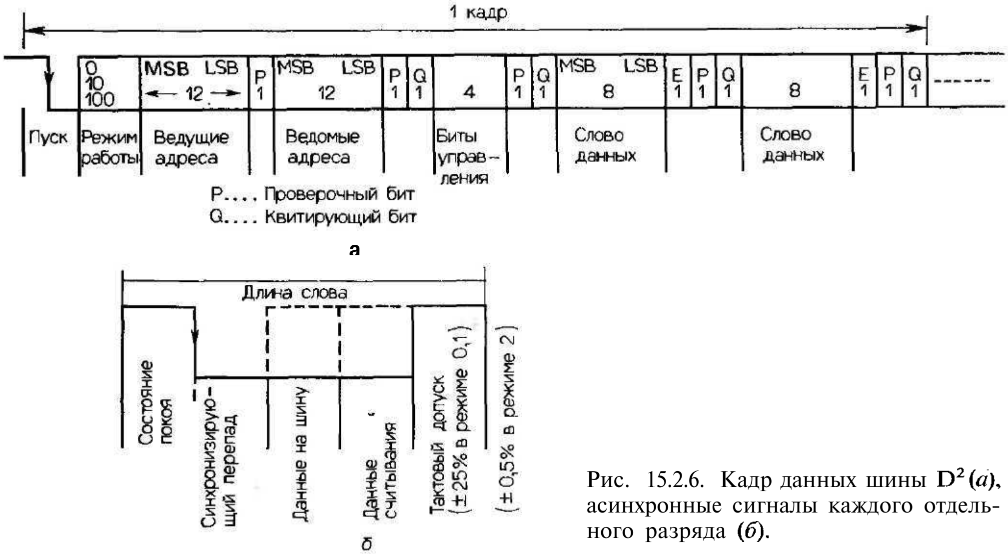


Рис. 15.2.6. Кадр данных шины D^2 (*а*), асинхронные сигналы каждого отдельного разряда (*б*).

АДРЕСНЫЕ БИТЫ	СЗР	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	МЗР
Звуко/видео-устройства	0	0	0	1	x	x	x	x	x	x	x	x
					Вид устройства					Номер устройства		
Видеомагнитофон 1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0
Видеомагнитофон 2	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1
Видеомагнитофон 3	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0
Проигрыватель компакт-дисков	0	0	0	1	1	0	0	1	0	—	—	—
Радиоприемник	0	0	0	1	1	0	0	0	0	—	—	—
Переключатель	0	0	0	1	0	0	0	1	1	—	—	—

а)

СЛОВО ДАННЫХ	СЗР	6	5	4	3	2	1	МЗР
Громкость +	0	0	0	1	0	0	0	0
Громкость −	0	0	0	1	0	0	0	1
⋮								
Тембр НЧ +	0	0	0	1	0	1	1	0
Тембр НЧ −	0	0	0	1	0	1	1	1

б)

Рис. 15.2.7. Структура адресов элементов системы в шине D^2 *(а),* кодовые слова команд (о).

- адрес ведущего элемента (источника);
- адрес ведомого элемента (приемника);
- командный бит (вывод из памяти, ввод в память, данные или адрес);
- информационное слово (слово данных).

На рис. 15.2.7 приведена таблица кода адресов, данных и значений команд функционирования системы управления несколькими приемниками (воспроизводящими устройствами). Структура одного бита показана на рис. 15.2.6,*б*. В режиме передачи нулей и единиц («О», «1») при скорости передачи 209 бит/с, или 2457 знаков/с, допустимое отклонение тактовой частоты составляет +25%. В режиме передачи 2 при скорости передачи 7760 знаков/с допустимое отклонение тактовой частоты составляет уже + 5% (не больше).

15.2.4. Типы интегральных схем

В Приложении А15 приведена таблица параметров интегральных микросхем, которые могут подключаться к шине I^2C. Указаны только такие ИС, которые могут использоваться в звуковой аппаратуре.

15.3. Передача звуковых сигналов в цифровой форме

15.3.1. Цифровые стыки для бытовой аппаратуры

На рис. 15.3.1 приведены основные параметры стыка для соединения и совместной работы бытовой радиоаппаратуры фирм Philips и Sony.

На рис. 15.3.2 показана структура кодового слова длиной 32 бит и таблица кодирования сигнала передатчика при использовании самосинхронизирующегося бифазного кода (скачок сигнала в начале и в конце каждого бита; каждой «1» соответствует скачок сигнала в середине бита, полярность сигнала произвольная). На рис. 15.3.2,*б* приведена таблица отсчетов кода (значений разрядов) цифровых сигналов двухканальной системы «компакт-диск».

Отсчеты обоих каналов передаются поочередно начиная с левого канала. Далее передаются биты состояния каналов (C1L–C1R C2L - C2R ... и т.д.) и дополнительно биты субкода от *Q* до *W*. 192 слова одного канала образуют блок данных высшего уровня. 192 бита одного блока образуют слово состояния канала, в котором закодирована информация о количестве звуковых каналов, шифр запрета перезаписи передаваемой звуковой программы, данные о коррекции сигналов в каналах и режиме работы канала (рис. 15.3.3,а).

На рис. 15.3.3,*б* приведены и поясняются структура слова «состояние канала» и назначение битов субкода в системе «компакт-диск». Биты пользователя обоих каналов образуют блок субкода, состоящий в среднем из 1176 бит. Минимум 16 бит логического «0» используются для синхронизации. Далее следует один «стартовый» бит с уровнем логической «1» и семь замыкающих бит субкода *Q. R, S. T, U, V, W.* Очередной «стартовый» бит следует на минимальном удалении в 8 бит (т. е. сразу после бита *W)* и максимальном удалении в 16 бит после предыдущего стартового бита (т.е. после дополнительных 8 свободных бит).

15.3.2. Студийная шина AES

Формат слов и канальный код стандарта AES (Общество звукоинженеров США) для последовательной передачи звуковых сигналов студийного качества с линейной импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) практически такие же, как в интерфейсах

Параметр	Значение
Частота дискретизации	44,1 кГц+10%,-30%
НЧ-канал	(1),(2),(3),... (начиная с левого канала)
Синхронизация	4 бита преамбулы, нарушение инструкции по кодированию
Канал А и начало блока	1 1 1 0 1 0 0 0 ("В")
Канал А внутри блока	1 1 1 0 0 0 1 0 ("М")
Прочие каналы	1 1 1 0 0 1 0 0 ("W") или дополнение
Длина слова	32 бит
Синхронизация	4 бит
Дополн. биты	4 бит
Звуковой сигнал	20 бит в дополнительном коде по модулю 2
Бит ошибки	1 бит
Бит потребителя	1 бит (субкод компакт диска)
Статус канала	1 бит
Контрольный бит	1 бит четности с 5-31 бит

Параметр	Значение
Длина блока	192 слова одного канала
Канал передачи	
Внутр.сопротивление источн.	75 Ом±20%
Сопротивление нагрузки	75 Ом±20%
Импеданс кабеля	75 Ом
Уровень сигнала	0,5В /75Ом
Мин.входной уровень	0,2В
Постоянная составляющая	<±50мВ/75Ом
Соединительные устройства вход/выход	Разъем RCA (Cinch)

Рис. 15.3.1. Параметры цифрового интерфейса звуковых сигналов бытовой аппаратуры фирм Philips/Sony.

бытовой аппаратуры, описанных в разд. 15.3.1 (рис. 15.3.4). Два слова («полукадры») А и В, каждое из которых состоит из 32 бит, образуют один кадр. Скорость передачи кадров соответствует частоте дискретизации. В случае стереосигналов полукадр А придается левому каналу, полукадр В—правому. Кадры передаются чередованием полукадров А-В-А-В-... и т.д. После 4-разрядного синхронизирующего блока следуют 24 разряда звукового сигнала; при этом первые 6 разрядов могут быть использованы для передачи дополнительной (служебной) информации. Разряды состояния канала (тридцать первый в кодовом слове) каждого из 192 одноименных кадров (А или В) образуют блок из 24 x 8 бит. Этими блоками передается дополнительная информация о внесенной в сигнал предкоррекции. характере сигнала (моно/стерео), временной код и данные кода защиты от ошибок.

Линия передачи—двухпроводная, симметричная относительно земли (импеданс

Z_0 = 100 Ом), сигналы на входе - двухтактные с амплитудой 3...10 В (интерфейс МККТТ V.11/RS-422 A). Соединительными устройствами служат разъемы типа XLR (рекомендация МЭК 268-12), контакты которых имеют следующее назначение: 1 - общий, 2, 3 - сигнальные. При работе с бифазным кодом сигналы могут подаваться на линию в произвольной полярности.

15.3.3. Шина I^2S

Шина I^2S ("Inter–IC signal bus") фирм Philips/Valvo предназначена для обмена цифровыми данными между отдельными ИС внутри одного элемента блока системы, например, ЦАГ1, АЦП, цифровых фильтров, процессоров, устройств ввода и вывода данных. Это последовательная трехлинейная шина. Одна линия служит для передачи сигналов двух каналов с временным уплотнением ("data", SD), вторая -для передачи тактовых сигналов ("bit clock", SCK) и третья–селекционная ("word select", WS).

Тактовые и селектирующие сигналы вырабатываются в специальном блоке источнике ("Bus-Master"). В простых системах все три сигнала вырабатываются одним генератором (рис. 15.3.5, я). В сложных системах обменом данных управляет специальный процессор, а передатчик, как ведомый элемент, посылает свои сигналы по тактовым командам, поступающим извне (рис. 15.3.5, *б*).

Данные передаются парами, перед которыми следует стартовая посылка. Очередная стартовая посылка посылается передатчиком по истечении одного тактового интервала после смены состояния селектирующей линии (рис. 15.3.6). Посылки синхронизируются задним фронтом тактовых импульсов, ввод данных в приемник происходит на передних фронтах тактовых импульсов. Длина слов в передатчике и приемнике может быть различной. Если длина слова в приемнике больше, чем в передатчике, то оставшиеся свободными младшие значащие разряды автоматически сводятся к нулю.

Сигналы селектирующей линии обозначают собой каналы передачи данных. Так, сигнал «0» означает канал 1 (левый стереоканал), сигнал «1» соответственно означает

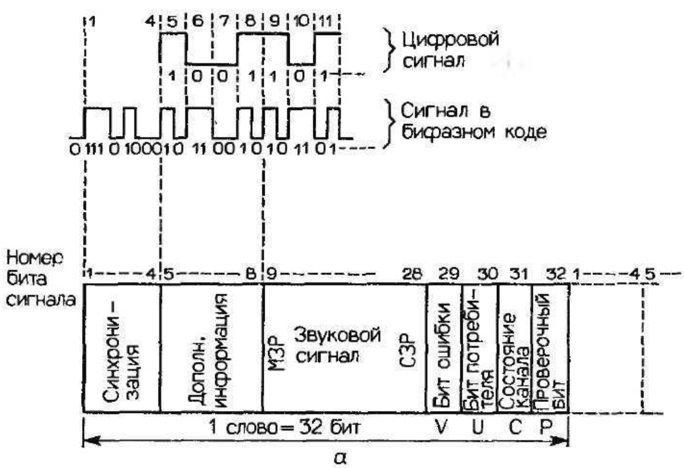


Рис. 15.3.2. Формат кодовых слов и бифазный код цифрового интерфейса звуковых сигналов (*а*), таблица кодов звуковых сигналов двухканальной системы (*б*).

№№п/п	Синхро-низация	Дополн. инфор-мация	Отсчеты звукового сигнала	Бит ошибки	Бит пот-ребителя	Сост. канала	P
1	B	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C1L	P
2	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C1R	P
3	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C2L	P
4	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C2R	P
5	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C3L	P
6	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C3R	P
7	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C4L	P
8	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C4R	P
9	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C5L	P
10	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C5R	P
11	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C6L	P
12	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C6R	P
13	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C7L	P
14	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C7R	P
15	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C8L	P
16	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C8R	P
17	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C9L	P
18	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C9R	P
19	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C10L	P
20	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C10R	P
21	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C11L	P
22	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C11R	P
23	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C12L	P
24	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C12R	P
25	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	1	C13L	P
26	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	Q1	C13R	P
27	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	R1	C14L	P
28	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	S1	C14R	P
29	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	T1	C15L	P
30	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	U1	C15R	P
31	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	V1	C16L	P
32	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	W1	C16R	P
33	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C17L	P
34	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C17R	P
35	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C18L	P
36	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C18R	P
37	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	1	C19L	P
38	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	Q2	C19R	P
39	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	R2	C20L	P
40	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	S2	C20R	P
41	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	T2	C21L	P
42	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	U2	C21R	P
43	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	V2	C22L	P
44	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	W2	C22R	P
45	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C23L	P
46	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C23R	P
47	M	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C24L	P
48	W	0000	0000 XXXX XXXX XXXX XXXX	0	0	C24R	P

б

Рис. 15.3.2, *б*

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	Контроль				0	0	Режим 0	0	Категория							
17	Номер источника				Номер канала				0							
33	0															
	0															
177	0															

а

Контроль:
0 0 X 0 2-х канальный без коррекции
0 0 X 1 2-х канальный с коррекцией

Режим
0 0 режим работы 0
1 0 режим работы 1 (в разработке)

Номер источника:
0 0 0 0 любой
1 0 0 0 источник 1
0 1 0 0 источник 2
⋮

Номер канала:
0 0 0 0 любой
1 0 0 0 канал А (левый)
0 1 0 0 канал В (правый)
⋮

Категория:
0 0 0 0 0 0 0 0 2-х канальный универсальный
1 0 0 0 0 0 0 0 2-х канальный компакт-диск
0 1 0 0 0 0 0 0 2-х канальный ИКМ-процессор

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Субкод синхронизации, например, 24×"0"
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
25	1	Q1	R1	S1	T1	U1	V1	W1	0	0	0	0	Стартовый бит, субкод, интервал 4×"0"
37	1	Q2	R2	S2	T2	U2	V2	W2	0	0	0	0	
49	⋮												
	⋮												
1165	1	Q96	R96	S96	T96	U96	V96	W96	0	0	0	0	Субкод синхронизации, например, 16×"0"
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
13	0	0	0	0	1	Q1	R1	S1	T1	U1	V1	W1	Стартовый бит, субкод
25	1	Q2	R2	S2	T2	U2	V2	W2	1	Q3	R3	S3	Стартовый бит, субкод
	⋮												

б

Рис. 15.3.3. Формат 192-разрядного кодового слова состояния канала (*а*), пример формата кодового слова потребителя в субкоде компакт-диска (*б*).

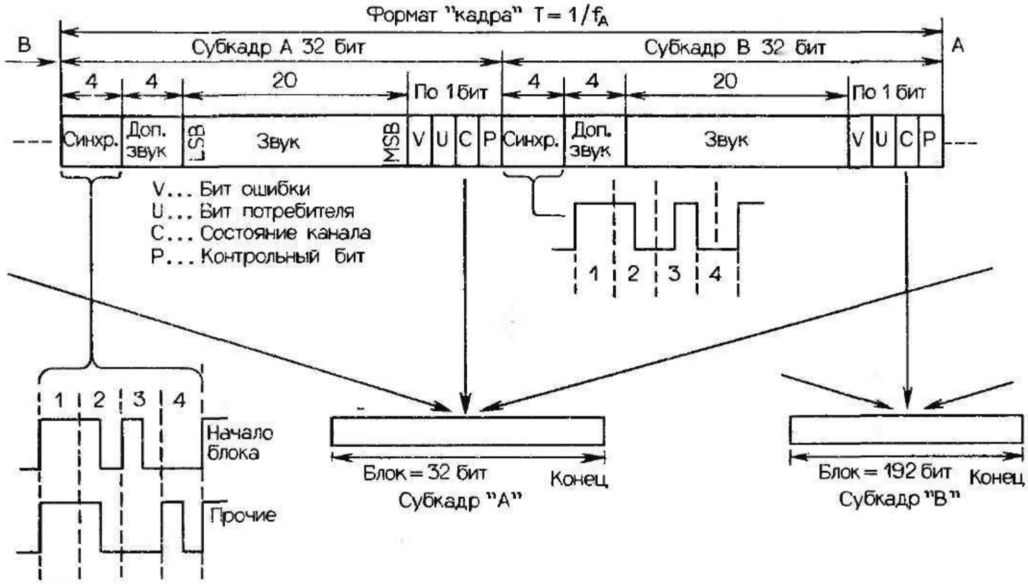


Рис. 15.3.4. Формат передачи цифровых звуковых сигналов, предложенный AES.

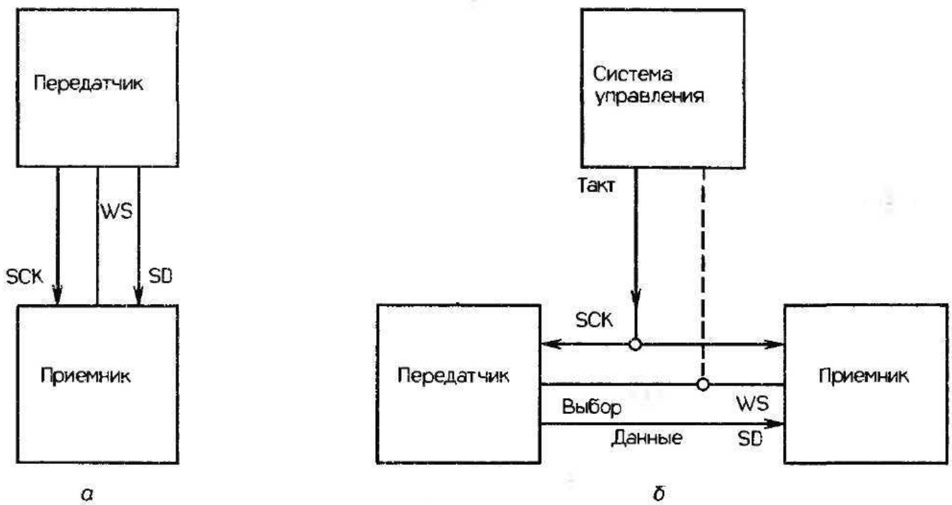


Рис. 15.3.5. Шина I^2S в системе с ведущим передатчиком (*а*) и в системе с центральным контроллером (*б*).

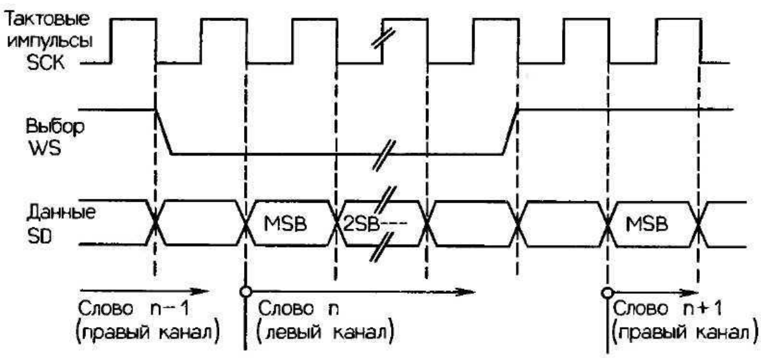


Рис. 15.3.6. Временная диаграмма шины I^2S.

канал 2 (правый стереоканал). Смена состояний селектирующей линии может происходить как на переднем, так и на заднем фронте тактовых импульсов. В приемник селектирующие сигналы вводятся **только** на передних фронтах импульсов.

Для того чтобы обеспечить возможность наращивания системы, максимальная и минимальная скорости потока тактовых сигналов не нормируются, но определенными должны быть временные соотношения сигналов в пределах одного тактового периода. Уровни сигналов в основном соответствуют технологии ТТЛ, но при использовании процессоров других типов (технологии КМОП и др.) протокол передачи может быть соответствующим образом изменен.

16. Передача звуковых сигналов в цифровой форме

16.1. Введение

Принцип, на котором базируется способ передачи звуковых сигналов в цифровой форме, состоит в том, что полное воспроизведение любого сигнала на стороне приема возможно и в том случае, когда передается не весь сигнал, а лишь периодически выделяемые из него отсчеты. Очевидное техническое достоинство такого способа передачи ничтожное влияние внешних помех на полученные в результате преобразования импульсные сигналы. Обработка цифровых сигналов проводится устройствами, легко поддающимися интеграции и обладающими высокой временной стабильностью свойств.

Обобщенная структурная схема системы цифровой звукопередачи показана на рис. 16.1.1 [16.1 16.4]. Аналоговый (непрерывный во времени) сигнал источника подается на фильтр, ограничивающий его частотную полосу. Затем из аналогового сигнала с помощью схемы выборки - хранения выделяются отсчеты, т. е. производится квантование сигнала во времени. Далее сигнал поступает на АЦП, который преобразует амплитуду каждого отсчета в закодированные числа. Они и представляют собой цифровые сигналы, дискретные во времени и по величине. Для защиты от возможных ошибок, а также для согласования с параметрами канала передачи цифровой сигнал, как правило, перекодируется путем введения контрольных символов (избыточность). На приемной стороне с помощью ЦАП вырабатывается сигнал, амплитуда которого в каждый момент времени соответствует амплитуде отсчета на стороне передачи. Наконец, сигнал подается на фильтр НЧ, который позволяет восстановить непрерывный во времени (аналоговый) сигнал.

16.2. Ограничение полосы частот

16.2.1. Теорема отсчетов

Для того чтобы осуществить дискретизацию аналогового звукового сигнала, его частотная полоса должна быть ограничена фильтром НЧ. Необходимо также, чтобы фронты характеристики пропускания фильтра были по возможности более крутыми. Лишь при этом условии сигнал может удовлетворить требованиям теоремы отсчетов, которая гласит: сигнал, спектр частот которого занимает область от $-B_0$ до $+B_0$ (низкочастотный сигнал), может быть полностью представлен своими дискретными отсчетами с интервалом T_A, если $T_A \geqslant 1/B_0$. Другими словами, частота дискретизации $f_A = 1/T_A$ должна быть как минимум вдвое больше максимальной частоты аналогового сигнала f_{max}, т. е.

$$f_A \geqslant 2f_{max}. \tag{16.2.1}$$

Если это условие не выполняется, то спектры дискретизации взаимно перекрываются (накладываются один на другой), и адекватно восстановить исходный аналоговый сигнал невозможно (см. рис. 16.3.2).

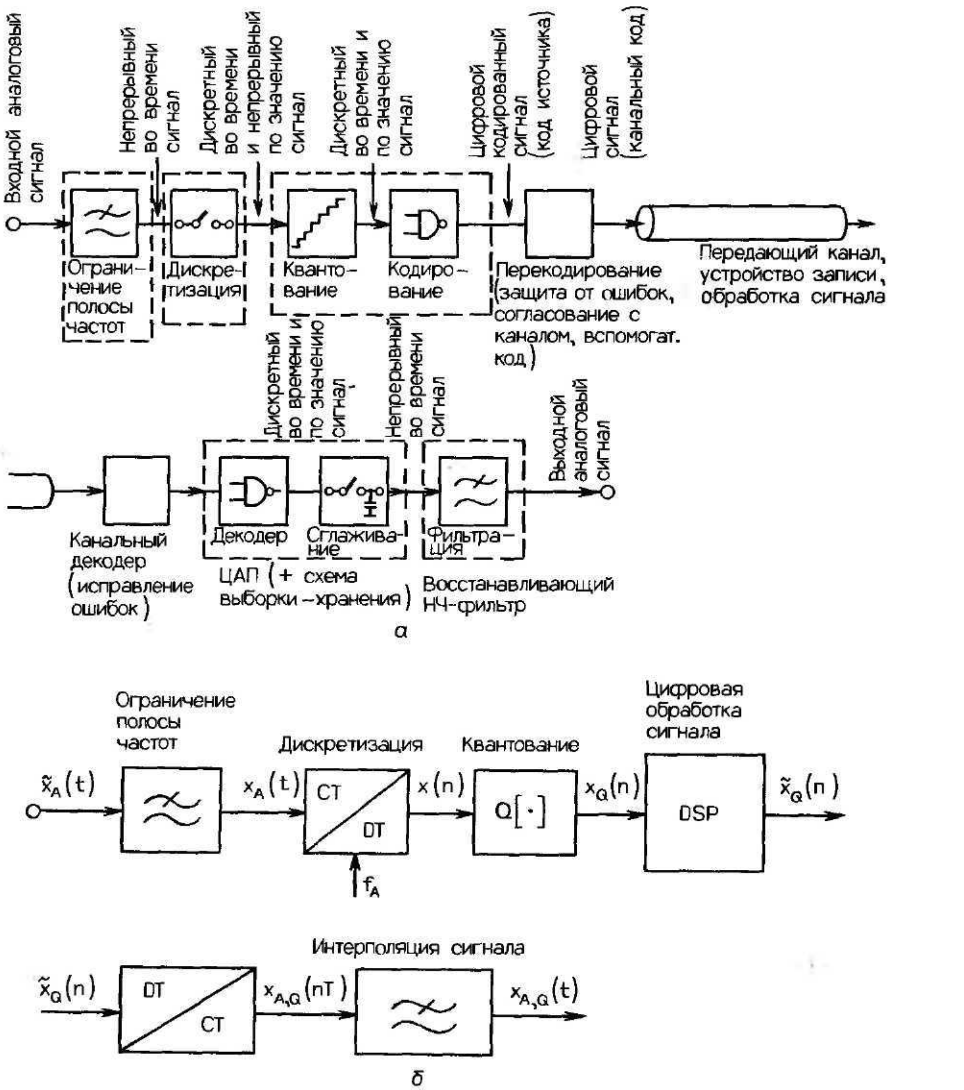


Рис. 16.1.1. Обобщенная структурная схема цифровой системы звукопередачи (*а*), системное представление (*б*).

16.2.2. Дисперсия сигналов, выбросы

Любое ограничение полосы частот сигнала приводит к его дисперсии во времени, которая тем больше, чем ниже граничная частота полосы f_G. Ограничение полосы частот сигнала приводит к появлению выброса, интенсивность которого непосредственно зависит от крутизны характеристики фильтра на границе перехода областей пропускания и непропускания.

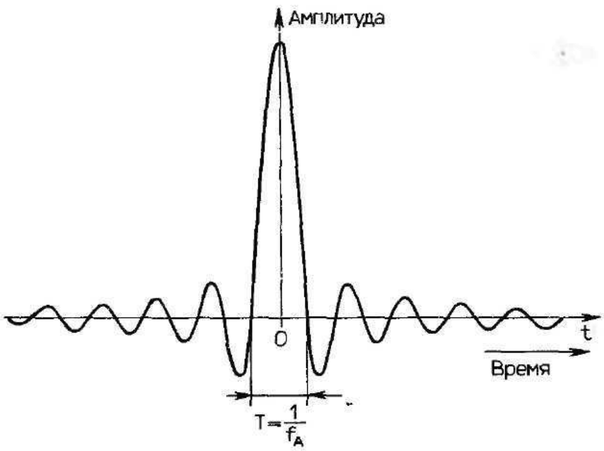


Рис. 16.2.1. Переходная характеристика идеального фильтра НЧ; видны выбросы, описываемые функцией $\sin(x)/(x)$.

Переходная характеристика фильтров

- Идеальный фильтр НЧ (физически не реализуемый); переходная характеристика имеет вид функции $\sin x/x$ с симметричными боковыми выбросами (рис. 16.2.1).
- **Фазо-линейный** фильтр: переходная характеристика содержит симметричные относительно середины импульса (момента максимальной амплитуды) опережающие и запаздывающие выбросы.
- Реальный аналоговый фильтр: выбросы по обе стороны единичного импульса неодинаковы, что является следствием искажений группового времени задержки (фазовых искажений), зависящих от передаточной функции фильтра.

16.2.3. Параметры фильтров

Затухание в полосе пропускания, как и допустимое отношение сигнал/шум и нелинейные искажения должны выбираться в зависимости от требуемой точности преобразования аналог- цифра; 16-разрядные системы аналого-цифрового преобразования теоретически требуют затухания фильтра не менее 96 дБ на частотах выше половины частоты дискретизации. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания фильтра в системах высококачественной звукопередачи составляет обычно не более 0,5 дБ.

16.3. Дискретизация

Дискретизацией непрерывного во времени сигнала $x_A(t)$ называется процесс взятия отсчетов в эквидистантных временных точках $t = nT$. Результатом дискретизации является дискретный во времени выходной сигнал $x_D(t) = x_A(nT)$, представляющий собой последовательность отсчетов $x(n)$.

На временной шкале процесс дискретизации представляется как результат умножения аналогового сигнала $x_A(t)$ на периодическую последовательность импульсов $s(nT)$, что показано на рис. 16.3.1. Видно, что эпюра сигнала соответствует случаю амплитудно-импульсной модуляции (АИМ). Произведению временных функций сигналов $x_D = x_A \cdot s$ соответствует свертка их спектров $X_A(j\omega)$ и $S(j\omega)$, т.е. $X_D(j\omega)$ есть периоди-

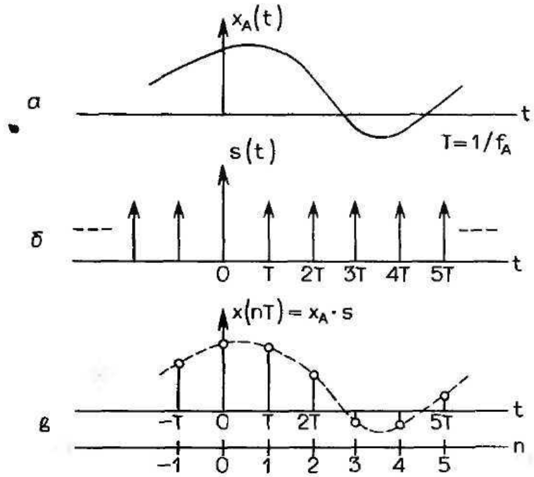


Рис. 16.3.1. Дискретизация аналогового сигнала $x_A(t)$ *(а)*, реализуемая умножением на последовательность импульсов *s(t)* *(б)*. Результатом умножения является выходной АИМ-сигнал $x_D(n)$ *(в)*.

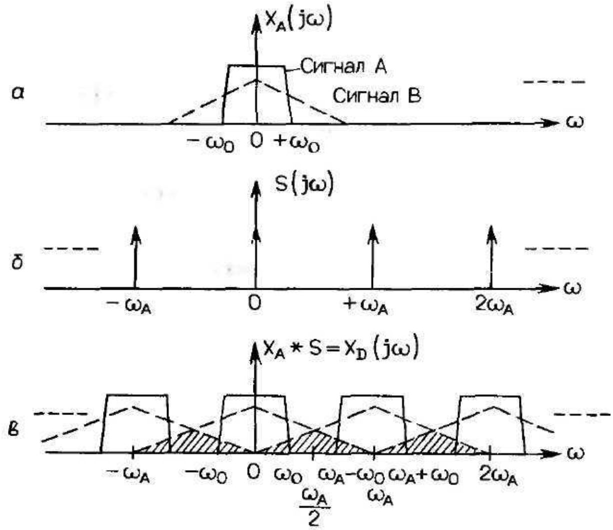


Рис. 16.3.2. Преобразования спектров в процессе дискретизации. Спектр аналогового сигнала X_A*(а)*, спектр последовательности импульсов S*(б)*, результирующий спектр дискретизованного сигнала X_D*(в)*. Для однозначного восстановления исходного сигнала спектральные полосы не должны перекрываться. (Сигнал *A* восстановлен в случае без перекрытия, сигнал ***B*** – в случае с перекрытием спектральных полос.)

ческое повторение входного спектра (рис. 16.3.2). Приведенный график ясно показывает, почему необходимо ограничение полосы частот входных сигналов.

При идеальной дискретизации, когда полностью удовлетворяется теорема отсчетов (ф-ла (16.2.1)), потери информации нет (за исключением тех, которые вызываются ограничением полосы частот). Демодуляция дискретизованного сигнала позволяет полностью восстановить информацию, содержащуюся в исходном сигнале.

16.3.1. Схема выборки – хранения

Взятие отсчетов реализуется с помощью схемы выборки-хранения, в которой за период выборки T_A происходит заряд конденсатора напряжением входного сигнала. При этом потенциал заряда соответствует мгновенному значению напряжения сигнала. Напряжение на конденсаторе сохраняется неизменным в течение некоторого отрезка времени, называемого временем хранения.

Фазы работы схемы:

- взятие отсчета, которое должно быть по возможности быстрым (в идеале $T_A = 0$, на практике $T_A = 0,1$ $T = 1$ мкс), должно следовать с эквидистантными и точно соблюдаемыми интервалами времени $t = nT$;
- удержание - сохранение неизменным полученного дискретного значения сигнала на время одного цикла преобразования аналог цифра.

Линейные искажения схемы выборки - хранения, которые могут быть вызваны, например, шумом, просачиванием мешающих сигналов в фазе удержания, не должны влиять на точность работы последующих АЦП.

16.4. Преобразование аналог – цифра

В процессе преобразования аналогового сигнала в цифровой вначале проводится дискретизация сигнала. Исходный аналоговый сигнал, который можно представить в виде бесконечно большого числа градаций амплитуд, преобразуется в дискретный сигнал $x(n)$ в виде множества разноуровневых импульсов (выборок), отстоящих с одинаковыми временными интервалами (интервал дискретизации). Затем проводится измерение (с определенной точностью) мгновенных значений выборок сигнала (рис. 16.4.1 и 16.4.2). В процессе аналого-цифрового преобразования точные значения амплитуд выборок x (и) заменяются в пределах каждого интервала дискретизации на приблизительные значения амплитуд отсчетов. Каждому такому отсчету соответствует некоторое число, которому в свою очередь придается кодовое слово, что является последним этапом аналого-цифрового преобразования.

16.4.1. Разрешающая способность, скорость передачи данных и емкость памяти

При кодировании двоичными числами и длине кодового слова в N разрядов

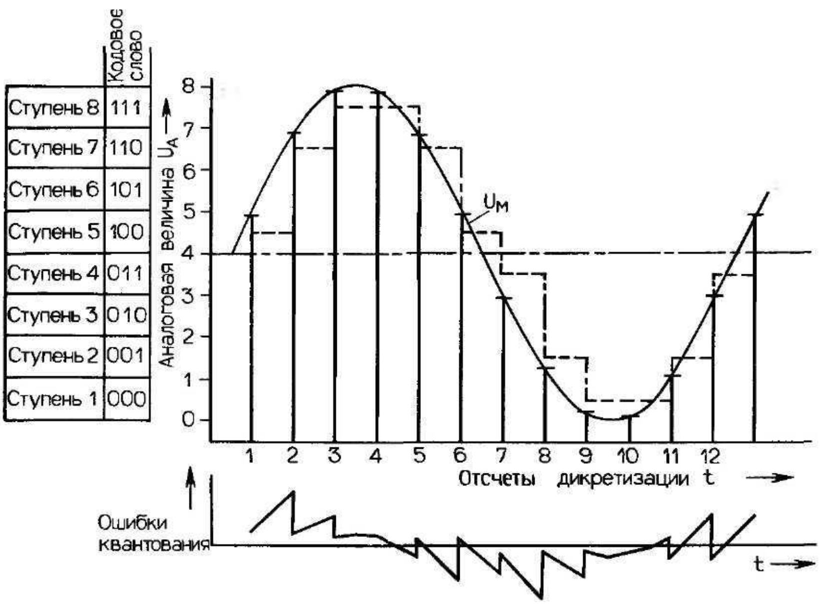


Рис. 16.4.1. В результате квантования бесконечное множество значений амплитуд дискретизованного сигнала уменьшается до конечного числа отсчетов [16.7].

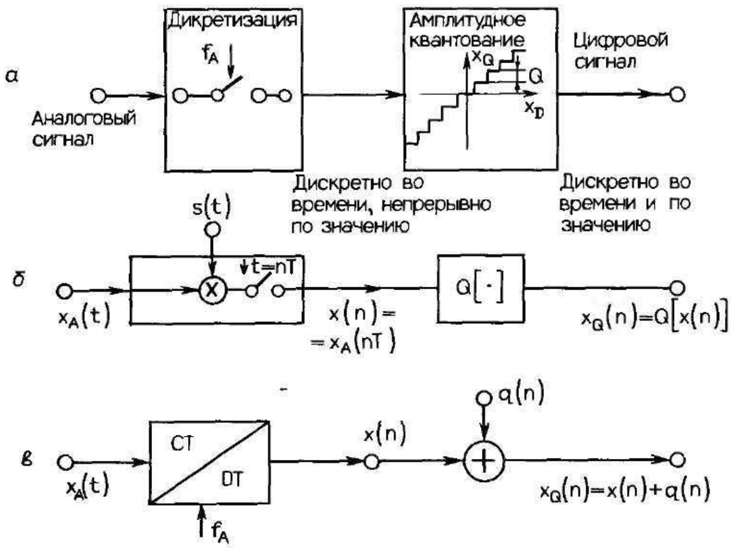


Рис. 16.4.2. Обобщенная схема процессов дискретизации и квантования амплитуд (*а*), эквивалентная схема (б) и линеаризованная модель квантователя с источником шума квантования $q(n)$(*в*).

количество различных кодовых слов r («разрешающая способность») составляет

$$r = 2^N. \tag{16.4.1}$$

Если каждый отсчет кодируется словом длиной 16 разрядов (N = 16), то максимальное количество получаемых в результате кодирования градаций амплитуд будет r = 65536. Если перемножить число разрядов одного кодового слова (разрядов на отсчет) на частоту дискретизации / (в герцах), то получим скорость передачи данных DR. Далее, если перемножить скорость передачи данных на длительность сигнала d в секундах, то получим емкость памяти, требуемую для хранения этого массива данных. Итак, скорость передачи данных и емкость памяти равны

$$\mathrm{DR} = N f_A \text{ (бит/с)}$$

$$\mathrm{SR} = \mathrm{DR} \cdot d \text{ (бит)}.$$

16.4.2. Квантование

Искажения сигнала, возникающие в процессе квантования (ошибки квантования, шум квантования) в сущности представляют собой потерю информации, которую на приемной стороне ликвидировать или уменьшить невозможно (даже если попытаться увеличить частоту дискретизации или другим способом). При этом достижимый относительный уровень шума ограничивается числом интервалов квантования («разрешающая способность») и частотой дискретизации.

Основной шум

В отсутствие полезного (информационного) сигнала («все разряды имеют значение «О») на выходе цифровой системы передачи информации теоретически может существовать только термический шум ЦАП и последующих аналоговых устройств («относительный уровень шума покоя»).

Ошибки квантования при ИКМ

Ниже рассмотрен способ прямого кодирования сигналов с помощью ИКМ (импульсно-кодовой модуляции), при которой отсчеты аналогового сигнала квантуются и кодируются независимо один от другого.

Ошибки квантования широкополосных сигналов и в случае, когда число ступеней квантования достаточно велико, приближенно можно расценивать как дополнительный белый шум $q(n)$ (рис. 16.4.2) (шум квантования). Все характеризующие его величины носят случайный характер, изменяются от отсчета к отсчету и не поддаются предсказанию, в пределах от $-Q/2$ до $+Q/2$ все величины равновероятны.

Если все интервалы квантования одинаковы и равны 0 (равномерное, линейное квантование), то средняя во времени мощность P_Q и эффективное значение ошибки квантования e_Q зависят только от величины интервала квантования и не зависят от амплитуды сигнала (U_{max} – **общий** динамический диапазон):

$$P_Q = \frac{Q^2}{12} = \frac{1}{12}\cdot\left(\frac{U_{max}}{2^N}\right)^2,$$
$$e_Q = \frac{Q}{2\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{U_{max}}{2^{N+1}}. \quad (16.4.3)$$

16.4.3. Отношение сигнал/шум при ИКМ

Мощность шума квантования

Относительный уровень шума квантования (SQN) определяется как отношение мощности сигнала P_S к мощности шума квантования P_Q. Он зависит только от отношения амплитуды сигнала к ступени квантования и снижается с уменьшением амплитуд (рис. 16.4.3)

$$\text{SQN} = P_{\text{Signal}}/P_Q. \quad (16.4.4)$$

Отношение сигнал/шум

Поскольку предсказуемой взаимосвязи между ошибками квантования отсчетов не существует (статическая независимость), то приближенно можно считать, что плотность спектра мощности шума квантования распределена равномерно

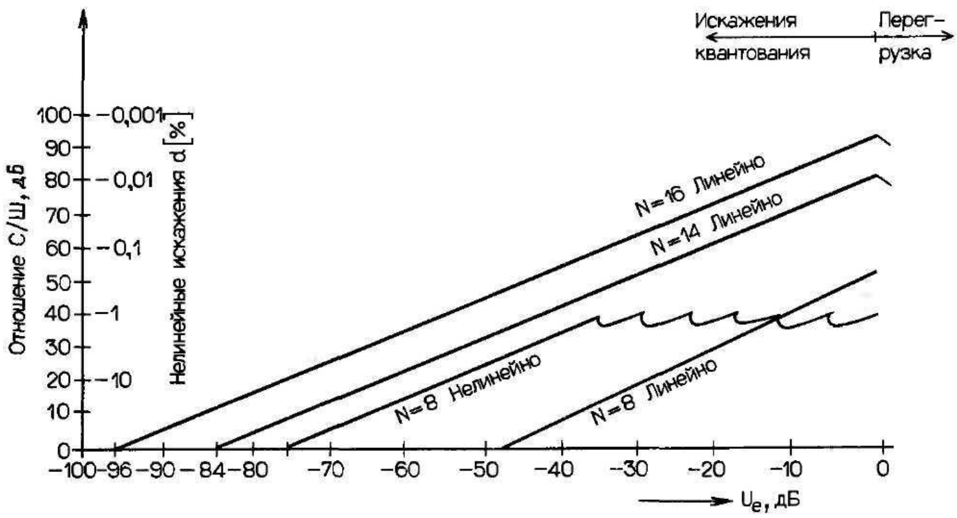


Рис. 16.4.3. Зависимость отношения С/Ш от уровня возбуждающего сигнала, обусловленная искажениями квантования слов разной длины N.

в пределах от $-f_A/2$ до $+f_A/2$. В рабочей полосе частот от 0 до B_0 отношение сигнал/шум (SNR) при равномерном квантовании зависит от длины кодовых слов N (бит) и частоты дискретизации f_A следующим образом:

$$\mathrm{SNR} = 6{,}02N + 10\lg(f_A/2B_0) + C_S \text{ (дБ)}. \quad (16.4.5)$$

Видно, что с увеличением частоты дискретизации («передискретизация», $f_A > f_{A,\min}$) на одну и ту же полосу частот B_0 приходится все меньшая мощность шума, причем при каждом удвоении частоты f_A отношение сигнал/шум улучшается на 3 дБ. Постоянная C_S в выражении 16.4.5 учитывает форму сигнала (для гармонических сигналов C_S =1,7 дБ, для обычных звуковых сигналов C_S = — 15... +2 дБ). В системе «компакт-диск» максимальное отношение сигнал/шум при гармоническом сигнале составляет 98,5 дБ (частота дискретизации f_A = 44,1 кГц, B_0 = 20 кГц, измерение без частотного взвешивания).

Нелинейные искажения

Ошибки квантования равнозначны нелинейным искажениям, спектр которых в основном состоит из негармонических составляющих. В случае низкочастотных сигналов, а также при небольшом числе ступеней квантования спектр искажений в основном состоит из дискретных верхних гармоник сигнала и комбинационных составляющих частот сигнала и дискретизации («гранулярный шум», очень неприятный по субъективному восприятию). Искажения квантования сильно зависят от параметров дискретизируемого сигнала (коррелированы с ним). Если в сигнал дополнительно ввести составляющую с широким случайным спектром, то после квантования в спектре шума появится широкополосная составляющая (ухудшение относительного уровня шума может достигать 3-6 дБ, но по субъективному восприятию эта составляющая менее неприятна).

Используемый динамический диапазон

Теоретически рассчитываемый динамический диапазон ИКМ-сигналов ($6N$ + 1,7) дБ не может быть реализован на практике. Причиной здесь являются потери преобразования, несовершенство методов измерения шумов, необходимость запаса по перегрузке, меры защиты от шума. Реальным для систем 16-разрядного кодирования является динамический диапазон в пределах от 50 до 55 дБ, а для систем 14-разрядного кодирования – динамический диапазон в пределах 38-43 дБ.

16.4.4. Увеличение отношения сигнал/шум

Цель кодирования сигналов, осуществляемого различными способами, состоит в том, чтобы при заданной скорости передачи данных обеспечить возможность передачи сигнала с минимальными искажениями (возможно, с большим отношением сигнал/шум). Эта цель достигается, в частности, путем уменьшения избыточности информации, содержащейся в данном сигнале («декорреляция»).

Способы снижения избыточности

- Предкоррекция.
- Нелинейное квантование, т. е. увеличение ступеней квантования по мере увеличения сигнала. В этих же целях может использоваться компандер мгновенных значений (μ, характеристика *A)*, цифровой слоговый компандер (NICAM).
- Адаптивное (с предсказанием) кодирование сигнала и использование специальных (шум-формирующих) кодеров. При этом АЦП включается в цепь обратной связи. В цифровую форму преобразуется не сам сигнал, а только его отклонение от полученного расчетным путем «предсказания». Разработанные способы адаптивной

дельта-модуляции или адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ADPCM) позволяют сократить поток информации до 50%, иначе говоря, снизить длину кодовых слов **ИКМ** с 16 до 8 бит.

Разновидности способа адаптивной модуляции:

- дельта-модуляция,
- дифференциальная **импульсно-кодовая** модуляция (DPCM),
- адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ADPCM),
- сигма-дельта модуляция,
- сигма-дифференциальная импульсно-кодовая модуляция («кодер
- с подавлением шума»),
- модуляция по наклону,
- применение трансформирующего кодера; сигнал разделяется на короткие сегменты, для которых методом быстрого фурье-преобразования определяется спектр. Для передачи выбираются составляющие спектра, которые заметны на слух и исключаются составляющие, подверженные эффекту маскирования. Поток информации, как это совершенно очевидно, существенно сокращается. Все эти способы построены на использовании довольно сложных кодирующих устройств, зато позволяют сокращать поток информации почти до 20% (по длине кодовых слов с 16 до 3 бит).

16.4.5. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)

По принципу работы АЦП можно разделить на следующие группы.

- Параллельные преобразователи. Отсчеты выбираются одновременно несколькими ($r - 1$) компараторами, которые обеспечивают r ступеней квантования. Из выходных сигналов компараторов с помощью логических элементов образуется кодовое слово, содержащее N бит ($r = 2^N$). Достоинство параллельных преобразователей состоит в их быстродействии (> 50 МГц), но из-за большого числа одновременно работающих компараторов реализуемая разрешающая способность ограничена значением $N \leqslant 10\ldots12$ бит ($r \leqslant 1024\ldots4096$ **ступеней.** компараторов на один больше).
- Последовательные преобразователи (поразрядного взвешивания). Входной сигнал с помощью одного компаратора поочередно сравнивается с несколькими (N) различными опорными уровнями, выделяемыми по заранее рассчитанной программе. Преобразование слова, состоящего из N бит, требует N шагов и, следовательно, цифро-аналогового преобразователя с разрешающей способностью N бит. Зато доступный этому способу поток информации увеличивается в N раз. Построенные по этому принципу АЦП позволяют работать с разрешающей способностью не менее 16 разрядов на отсчет при частоте дискретизации более 50 кГц.
- Числовые преобразователи (преобразователи с двойным интегрированием). Конденсатор, получивший заряд от входного сигнала, разряжается на один или несколько источников опорного тока в схеме **выборки–хранения.** Длительность разряда (количество импульсов данного числа) является при этом мерой напряжения сигнала. Данный метод (последовательного счета) требует большого времени преобразования, но позволяет реализовывать разрешающую способность больше 16 бит.

Требования в отношении точности преобразования (линейность, формат и др.) **определяются** разрешающей способностью. Обычно в качестве предельной величины принимают половину младшего значащего разряда. В системах звукопередачи наиболее важной является монотонность характеристики квантования.

16.4.6. АЦП с преобразованием кода

Обычно устанавливается определенный порядок присвоения разрядов в кодовых словах, соответствующих ступеням уровней сигналов в АЦП и ЦАП. Кодовые слова представляются числами двоичной системы счисления, т. е. каждый разряд в кодовом слове может принимать только два **значения – «0»** или «1».

В зависимости от распределения кодовых слов по областям уровней сигнала различают коды АЦП:

- двоичный со смещением ("offset binary");
- двоичный дополнительный ("two's complement");
- двоичный обратный ("one's complement").

16.5. Кодирование с защитой от ошибок

Кодирование с защитой от ошибок позволяет снизить частоту появления ошибок *W* в приемнике по сравнению с их частотой на стороне передачи *P*. При передаче или записи информации к цифровому сигналу на выходе АЦП добавляется контрольный бит (искусственная избыточность), который в приемнике позволяет обнаружить и исправить ошибки.

16.5.1. Ошибки цифровой передачи

В системах магнитной записи источниками ошибок наряду с дефектами носителя (неоднородность магнитного слоя, механические повреждения поверхности, царапины, пылинки, следы пальцев) являются несовершенство процесса воспроизведения (быстрые колебания скорости носителя, электрические переходные **процессы).** а также ограниченная величина отношения сигнал/шум. Последний фактор устанавливает жесткий предел минимально достижимого потока ошибок ("bit-error-rate", BER). Помехи, возникающие в процессе цифровой передачи информации, можно грубо разделить на два вида:

- одиночные ошибки ("random error"),
- групповые ошибки (пакеты ошибок) ("burst error").

16.5.2. Коды с обнаружением ошибок

Возможность создания кода с обнаружением ошибок основана на том обстоятельстве, что запас символов кодовых слов, существующий на стороне передачи, используется не полностью. Если к кодовому слову сигнального символа, состоящему из "/с" бит, добавить один контрольный бит **"*p*",** то можно получить $2^{(k+p)}$ **кодовых слов** при длине каждого слова $n = (\kappa + p)$ бит. Из этого количества слов для передачи сигнала реально используются только 2^k слов (т.е. столько, сколько требуется для кодирования полезного сигнала). Если на стороне приема появляется одно из недопустимых 2" — 2^k слов, это значит, что код обнаружил ошибку. Сравнение проверочных битов, посланных передатчиком, с полученными в потоке данных и рассчитанными проверочными битами на стороне приема («синдром») позволяет обнаружить поврежденные при передаче данные ("error flag", "error pointer" «флаг ошибки»).

По способу выделения контрольных битов коды разделяются на две основные группы.

- Блочные коды. В них информационные и контрольные биты распределены по определенным взаимосвязанным блокам. Данный конкретный код этой группы (с соответствующими n и k)отличается тем, что из каждой группы *(к)* информационных символов (битов, или кодовых слов) выделяется ровно $p = n - к$ контрольных символов, а оба вместе они образуют новое кодовое слово длиною n бит. К этой группе относятся, например, коды с простой проверкой четности (p = 1), линейные n, fc-блочные (циклические) коды.
- Сверточные коды ("convolutional codes"). Контрольные биты образуются непрерывно из информационных и контрольных битов смежных блоков.

Расстояние Хэмминга

Расстоянием Хэмминга d для данного кода называется число позиций (символов), в которых две последовательности (кодовые слова) отличаются друг от друга. Наименьшее значение d для всех пар кодовых последовательностей называется кодовым расстоянием и обозначается $d_{\min}$. Впредь будем пользоваться этим определением. Кодовое расстояние служит количественной мерой распознаваемости ошибок. Для блочных кодов кодовое расстояние следующим образом рассчитывается по числу контрольных знаков p:

$$d_{\min} = p + 1. \tag{16.5.1}$$

Кодовое расстояние, требуемое для надежного распознавания ошибочного t_1-кратного символа (бита), составляет

$$d_{\min} = t_1 + 1.$$

Кодовое расстояние, требуемое для надежной коррекции t_2-кратной ошибки при стирании, но при известной позиции ошибки, составляет

$$d_{\min} = t_2 + 1.$$

И наконец, кодовое расстояние, необходимое для надежной коррекции t_3-кратного ошибочного символа (бита), составляет

$$d_{\min} = 2t_3 + 1.$$

При надлежащем выборе кода всегда существует возможность для достаточно высокой (хотя и не полной) распознаваемости ошибок и других (последующих) позиций.

Перемежение

Для того чтобы кратковременные увеличения потока ошибок, вызываемые, например, выпадениями сигнала (групповые ошибки), сделать по возможности более равномерными, используется способ так называемого перемежения кодовых слов. Он состоит в том, что кодовые слова передаются (записываются) не в исходном порядке, а в разброс по длине носителя и во времени.

Стратегия декодирования

Существует несколько стратегий построения схемы декодеров, позволяющих уменьшить в данной системе количество возможных ошибок. Выбор стратегии каждый раз должен быть сделан в зависимости от конкретной задачи системы. Так, например, помехоустойчивый код с $p = 2$ контрольных знаков ($d_{min} = 3$) позволяет либо автоматически исправлять одиночные ошибки (t = 1) в кодовых словах, либо обнаружить t = 1,2 ошибок передачи (одиночные и сдвоенные ошибки). Как правило, возможности самокоррекции, заложенные в коде, используются не полностью из-за нарастающей вероятности остаточных ошибок. На практике обычно выбирается некий комбиниро-

ванный способ обнаружения и исправления ошибок, определяемый в основном по статистике помех конкретного канала.

16.5.3. Коды с обнаружением ошибок в устройствах записи звука

В устройствах цифровой записи звука обычно используется комбинация из двух или трех помехоустойчивых кодов. Для обнаружения ошибок применяется «внутренний» код, в котором сомнительный (подверженный повреждению) разряд или символ обозначается флагом ошибки. Второй, «внешний», код дополнительно свидетельствует о положении (адресе) ошибки и позволяет проводить исправление.

В этих системах обычно используются линейные байт-ориентированные блочные коды, функционирующие как циклические коды.
Примерами здесь могут служить:

- код с перекрестной проверкой четности ("crossword-code"),
- *б*-смежный код ("adjacent code"),
- код Рида-Соломона (RSC),
- код Бозе-Чоудхури-Хоквингема (BCH).

Для лучшей защиты от блочных ошибок применяются следующие способы перемежения кодовых символов ("interleaving"):

- двухмерная защита от ошибок,
- циклическое перемежение,
- перекрестное перемежение, CIC ("cross interleaving").

16.6. Канальное кодирование

Перед записью к полезному сигналу добавляются вспомогательные данные, которые облегчают последующее декодирование. Ими могут быть сигналы временного кода, всевозможные служебные сигналы, сигналы синхронизации. Согласование цифровых сигналов с параметрами канала передачи достигается последующим перекодированием. При согласовании должны учитываться:

- наличие в сигналах постоянных составляющих и кратковременных суммарных составляющих НЧ ("digital sum value", DSV);
- минимальные интервалы между нулевыми переходами импульсов (T_{min} – минимальная длина волны записи);
- максимальные интервалы между нулевыми переходами импульсов T_{max} (простота выделения тактовых сигналов);
- границы длины кода ("constraint length", L_C), характеризующие распространяемость ошибок.

В этих целях используются преимущественно групповые коды ("group coded recording", GCR), у которых *m* информационных разрядов путем добавления нескольких дополнительных переходов перекодируются в и канальных разрядов (код *m/n,* модифицированный код без возврата к нулю, МБВН). Способы перекодирования:

- трехпозиционная модуляция ("three position modulation", 3 PM), как код 3/6:
- высокоплотная модуляция ("high density modulation", HDM-3), как код 4/12:
- код 8/14 ("eight-to-fourteen modulation", EFM), используемый в системах компакт-диск.

16.7. Канал передачи, устройства записи

Канал передачи либо записи цифровых сигналов на магнитную ленту или оптический диск характеризуют следующие основные параметры:

- полоса частот $B_0 = f_и - f_0$;
- отношение сигнал/шум (С/Ш. SNR);
- поле памяти (способ организации памяти).

Эти параметры совершенно четко ограничивают пропускную способность системы (емкость канала C), которая выражается в виде

$$C = B_0 \cdot \log_2(1 + \mathrm{SNR}) \quad \text{(бит/с)}. \qquad (16.7.1)$$

В случае биполярных двоичных сигналов поток ошибок, который может быть вызван статистическими помехами, выражается следующей зависимостью:

$$\mathrm{BER} = 0{,}5\left[1 - \mathrm{erf}\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 10^{\mathrm{SNR}/20}\right)\right],$$
$$\mathrm{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_0^{x_1} (e^{-x^2})\,dx, \qquad (16.7.2)$$

где BER поток ошибок, SNR – отношение сигнал/шум в децибелах (параметр канала) и $\mathrm{erf}(x)$ – интегральная ошибка (для того, чтобы BER = 10^{-3}, SNR должно быть около 10 дБ).

Для воспроизведения звуковых ИКМ-сигналов в реальном масштабе времени (необходимая скорость потока данных в одном канале НЧ составляет 0,5 Мбит/с) полоса частот каждого канала должна быть $B_0 \geqslant DR_{общ}/2$, что больше 1 МГц:

- для записи псевдовидеосигнала на видеомагнитофонах необходима полоса частот $B_0 \approx 3$ МГц;
- при многоканальной записи общий поток данных распределяется по нескольким каналам, емкость каждого из которых, естественно, может быть значительно меньше (многодорожечные магнитофоны, цифровые магнитофоны);
- при записи звука на оптические диски полоса частот должна быть не менее 1,5 МГц.

16.8. Декодеры воспроизведения

В устройствах воспроизведения цифровых сигналов декодер выделяет из общего потока данных тактовые сигналы и преобразует поступивший канальный сигнал в цифровой сигнал данных. Затем проводится сокращение числа ошибок, основанное на оценке контрольных битов. Способы реализации этой операции:

- Коррекция ошибок ("error correction"). По контрольному биту полностью восстанавливается поврежденный отсчет.
- Маскирование ошибок ("error concealment"). Один или несколько поврежденных отсчетов заменяются новыми, полученными в результате оценки соседних неповрежденных отсчетов.

В свою очередь маскирование ошибок реализуется различными способами (перечислены по мере нарастания субъективного эффекта снижения количества ошибок).

- Способ с применением схем блокировки: обнаруженные поврежденные отсчеты схемой просто исключаются (блокируются).

- Повтор предшествующего отсчета (интерполяция 0-го порядка, "previous word hold"): поврежденный разряд заменяется предшествующим неповрежденным разрядом.
- Линейная интерполяция (интерполяция 1-го порядка): поврежденный разряд x_n замещается новым разрядом, полученным путем усреднения двух **разрядов** - предшествующего и последующего.
- Линейная многократная интерполяция: несколько смежных (следующих подряд) разрядов замещаются рассчитываемыми по предыдущим и очередным последующим неповрежденным разрядам.
- Интерполяция высшего порядка: форма сигнала имитируется приближенной кривой высшего порядка.

16.9. Демодуляция цифровых сигналов

Обратное преобразование цифровых сигналов в аналоговые (демодуляция) распадается на два шага (рис. 16.9.1).

1-й шаг: из потока цифровых посылок с помощью ЦАП выделяют отсчеты сигнала, следующие с частотой дискретизации.

2-й шаг: путем сглаживания во временной области (интерполяция по закону $\sin(x)/(x)$ из дискретных отсчетов вырабатывается непрерывный во времени аналоговый сигнал. Эта операция равносильна фильтрации сигнала идеальным фильтром НЧ с граничной частотой пропускания $f_g = f_A/2$, который подавляет периодические составляющие спектра дискретизированного сигнала.

16.9.1. Реальные цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Реальные ЦАП отличаются способом преобразования дискретных во времени последовательностей отсчетов $x_Q(n)$ в аналоговый непрерывный сигнал $x_{QA}(t)$.

Функция идеального фильтра НЧ H_1 (/), который необходим для восстановления

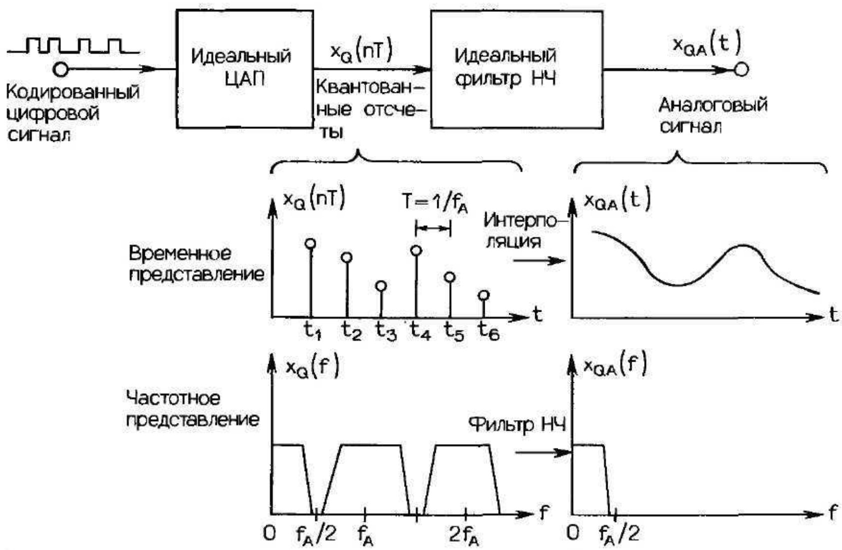


Рис. 16.9.1. Идеальная демодуляция цифрового **ИКМ-сигнала**.

аналогового сигнала, реализуется с помощью последовательно соединенных входного цифрового фильтра с передаточной функцией H_D, ЦАП с функцией $H_{D/A}$ (включая схему **выборки–хранения)** и аналогового выходного фильтра H_{TP}. Результирующая функция преобразования

$$\underline{H}_G(p) = H_D \cdot H_{D/A} \cdot H_{TP} \simeq \underline{H}_I(p). \tag{16.9.1}$$

*Идеальный ЦАП и схема **выборки–хранения** 0-го порядка*

Импульсы на выходе реальных ЦАП (с подключенной схемой **выборки–хранения)** имеют не игольчатую форму ($H_{D/A}$= 1), а форму прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой и длительностью, равной интервалу дискретизации. Такой сигнал позволяет получить идеальный ЦАП со схемой **выборки–хранения** 0-го порядка.

Это сглаживание сигнала $H_{D/A}$ схемой **выборки–хранения** 0-го порядка соответствует обработке фильтром, у которого амплитудно-частотная характеристика выражается функцией si(x) (ерез верхних частот), а фазо-частотная характеристика линейная (эффект апертуры)

$$H_{D/A}(f) = H_0 \cdot \frac{t_H}{T} \cdot \mathrm{si}(\pi \cdot f \cdot t_H) \cdot e^{-j\pi f t_H}, \quad \mathrm{si}(x) = \frac{\sin(x)}{x}, \tag{16.9.2}$$

где t_H – **время** хранения. Боковые полосы спектра модуляции в **окрестности** f_A вследствие эффекта апертуры подавляются недостаточно. Поэтому к ЦАП дополнительно должен быть подключен аналоговый фильтр НЧ с крутым срезом характеристики пропускания и большим коэффициентом ослабления периодических составляющих спектра дискретизации.

Передискретизация (цифровая интерполяция)

Описанная функция сглаживания может быть реализована и применима к цифровым сигналам (цифровая интерполяция): перед преобразованием частота дискретизации увеличивается до $f'_A = L \cdot f_A$, для чего между каждой парой отсчетов вводятся L–1 дополнительных отсчетов. Значения дополнительных отсчетов также рассчитываются с помощью цифрового фильтра, который должен быть идеальным фильтром НЧ с si*(x)* -образной переходной характеристикой. (Идеальный фильтр в цифровом исполнении также нереализуем, но его приблизительные свойства значительно проще получить, чем в случае аналогового фильтра. Заметим при этом, что крутизна характеристики затухания этого фильтра должна быть такой же, как у аналогового фильтра.)

Интерполяции L–1 отсчетов во временной области соответствует фильтрация такого же числа спектров модуляции в частотной области. Результирующий спектр интерполяции содержит периодические боковые полосы повышенной основной частоты f'_a, причем первая боковая полоса значительно удалена от полосы полезного сигнала и поэтому легко подавляется аналоговым фильтром.

Другие достоинства интерполяции:

- пониженные искажения частотной характеристики (эффект апертуры);
- распределенные хаотически (по случайному закону) нарушения линейности (дополнительное «квантование») в ЦАП вызывают значительно меньше паразитных составляющих в полосе частот сигнала B_0.

16.9.2. Реализации схем

По принципу работы ЦАП подразделяются на:

- числовые (способ двойного интегрирования, "dual slope");

- параллельные, к которым, в частности, относятся монолитные резисторные цепочки $R - 2R$, динамические подстроечные элементы.

Основные требования, предъявляемые к ЦАП и подключаемым к ним схемам выборки хранения,– это жесткая синхронизация отсчетов, т.е. строго определенное положение отсчетов на временной оси без сдвигов, качаний, и отсутствие искажений, вызываемых недостаточно большой скоростью нарастания сигнала (строгая экспоненциальность фронтов сигнала). Все без исключения ошибки, влияющие на линейность преобразования, должны быть меньше минимальных ошибок квантования.

16.10. Цифровая обработка сигналов

16.10.1. Представление сигналов и основные элементы

Функция цифровой фильтрации реализуется с использованием основных операций, схематически показанных на рис. 16.10.1:

- суммирование сигналов $y(n) = x_1(n) + x_2(n)$;
- разветвление сигналов $y_1(n) = y_2(n) = x(n)$; (16.10.1)
- умножение на постоянный коэффициент $y(n) = C \cdot x(n)$;
- задержка на один интервал дискретизации T_A: $y(n) = x(n-1)$.

Все эти шаги обработки отсчетов $x(n)$ совершаются во временной области. Для описания процессов преобразования в частотной области используется z-преобразование (обобщенное частотное представление, эквивалентное преобразованию Лапласа):

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot z^{-n}. \qquad (16.10.2)$$

Тогда проведенные выше шаги преобразования можно записать в виде

$Y(z) = X_1(z) + X_2(z)$ – суммирование сигналов;
$Y_1(z) = Y_2(z) = X(z)$ – разветвление сигналов;
$Y(z) = C \cdot X(z)$ – умножение на постоянный коэффициент; (16.10.3)
$Y(z) = X(z) \cdot z^{-1}$ – задержка сигнала.

Расчет частотной характеристики

Для удобства расчетов аргумент z обычно заменяется выражением

$$z = e^{j2\pi f T_A}, \qquad (16.10.4)$$

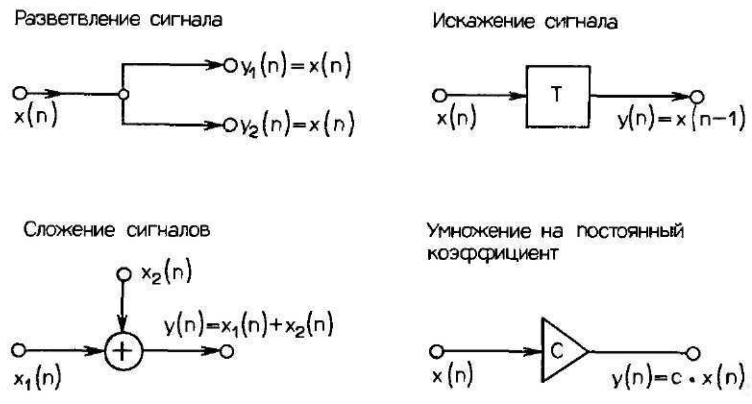


Рис. 16.10.1. Основные операции при цифровой обработке сигналов.

где $T_A = 1/f_A$ -длительность интервала дискретизации. Далее составляется передаточная функция $H(z) = Y(z)/X(z)$ и в нее подставляется выражение z, приведенное выше.

Например, дифференциальное уравнение и передаточная функция для схемы на рис. 16.10.2, *а* (частный случай $a_1 = a_0$) получают вид

$$y(n) = a_0 x(n) + a_1 x(n-1) = a_0[x(n) + x(n-1)],$$

$$Y(z) = a_0 X(z) + a_1 z^{-1} X(z) = a_0 X(z)[1 + z^{-1}],$$

$$\frac{Y}{X} = \dot{H}(z) = a_0(1 + z^{-1}).$$

Введя сокращение $2\pi f T_A = \Theta$ и используя формулу Эйлера

$$z = e^{j\Theta} = \cos(\Theta) + j\cdot\sin(\Theta),$$

получаем выражение для передаточной функции, состояшее из действительной и мнимой составляющих A и jB:

$$\underline{H}(e^{j\Theta}) = a_0(1 + e^{-j\Theta}) = a_0[1 + \cos(\Theta) - j\sin(\Theta)] = A + jB.$$

Модуль $|H| = \sqrt{A^2 + B^2}$ и фаза $\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{B}{A}\right)$ передаточной функции при $a_1 = a_0$ равны

$$|H| = a_0\sqrt{[1 + \cos(\Theta)]^2 + [\sin(\Theta)]^2} = a_0\sqrt{[1 + 2\cos(\Theta) + \cos^2(\Theta) + \sin^2(\Theta)]} =$$

$$= a_0\sqrt{2[1 + \cos(\Theta)]} = 2a_0\cos\left(\frac{\Theta}{2}\right),$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{-\sin(\Theta)}{1 + \cos(\Theta)}\right) = \ldots = -\pi f T_A.$$

Теперь амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики выражаются в виде

$$H(f) = 2a_0\cos(\pi f T_A), \qquad \varphi(f) = -\pi f T_A.$$

Видно, что фильтр является низкочастотным. Его амплитудно-частотная характеристика имеет косинусоидальную форму, а фазо-частотная характеристика линейна. (Фазо-линейными являются цифровые фильтры с симметричными переходными характеристиками; это условие удовлетворяется только в данном частном случае.)

16.10.2. Структуры фильтров

Основные структуры цифровых фильтров показаны на рис. 16.10.2.

- Нерекурсивный фильтр ("finite impulse response", FIR)-фильтр с однонаправленной

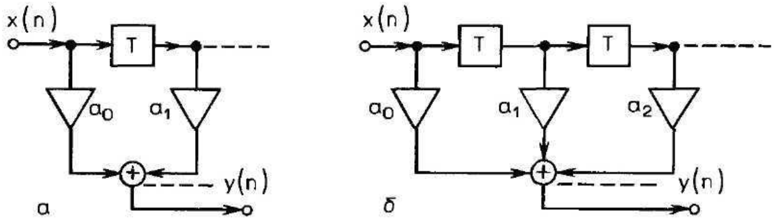


Рис. 16.10.2. Структурная схема цифрового нерекурсивного фильтра 1-го порядка (*а*) и 2-го порядка (*б*).

цепью передачи («вперед»); его переходная характеристика $h(n)$ имеет конечную длительность.

- Рекурсивный фильтр ("infinite impulse response", **IIR)-фильтр**, имеющий цепь обратной связи с выхода на вход; его переходная характеристика $h(n)$ имеет бесконечную длительность.

Расчет цифровых фильтров на заданную частотную характеристику проводится довольно просто с использованием билинейного преобразования. Для этого в передаточную функцию $\underline{H}_a(p)$ аналогового фильтра вместо частотной переменной p подставляется ее выражение

$$p = K\frac{z-1}{z+1}. \qquad (16.10.5)$$

В результате получается передаточная функция $\underline{H}_d(z)$ цифровой системы (K-произвольная постоянная). Так аналоговый фильтр n-го порядка преобразуется в рекурсивный цифровой фильтр того же порядка. Заметим при этом, что частотная характеристика аналогового фильтра $0 \leqslant f_a \leqslant \infty$ неравномерно отображается при реализации соответствующего цифрового фильтра $0 \leqslant f_d \leqslant f_A/2$ (здесь f_A – частота дискретизации), т. е. частотные характеристики аналогового и соответствующего ему цифрового фильтров оказываются различными, особенно в области верхних частот полосы пропускания. Если передаточная функция фильтра $\underline{H}_d(z)$ определена, то реализовать ее можно с использованием разных схемных структур, которые, как и в случае аналоговых фильтров, будут обладать присущими им индивидуальными свойствами.

Свойства цифровых фильтров имеют свои пределы, связанные в основном с конечной длиной кодовых слов сигнала, выбором коэффициентов фильтра и элементами схемы, для которых ведется расчет (сумматор, умножитель, ЗУ).
Наиболее характерные мешающие факторы:

- чувствительность к разбросу значений (конечная точность) коэффициентов фильтров:
- неустойчивость при перегрузках и малых уровнях сигнала рекурсивных фильтров;
- шумы округления в умножителях, обусловленные ограничением длины кодового слова результата.

Как можно видеть из всего сказанного выше, степень мешающего влияния указанных факторов можно уменьшить, если увеличить в доступных пределах длину кодовых слов внутри цифровой системы и правильно выбирать структуру схем.

16.10.3. Реализация схем

В последнее время наряду с жестко запрограммированными интегральными схемами (например, интерполирующими децимирующими фильтрами) все большее распространение получают свободно программируемые процессоры. Основу их образуют быстродействующие перемножители и сумматоры, позволяющие по-разному манипулировать сигналами, а также устройства памяти для накопления сигналов и коэффициентов. Укажем здесь, что в системах звукопередачи длина кодовых слов должна быть больше 16 разрядов (24 или 32). На рис. 16.10.3 в качестве примера приведена структурная схема процессора звуковых сигналов [16.8].

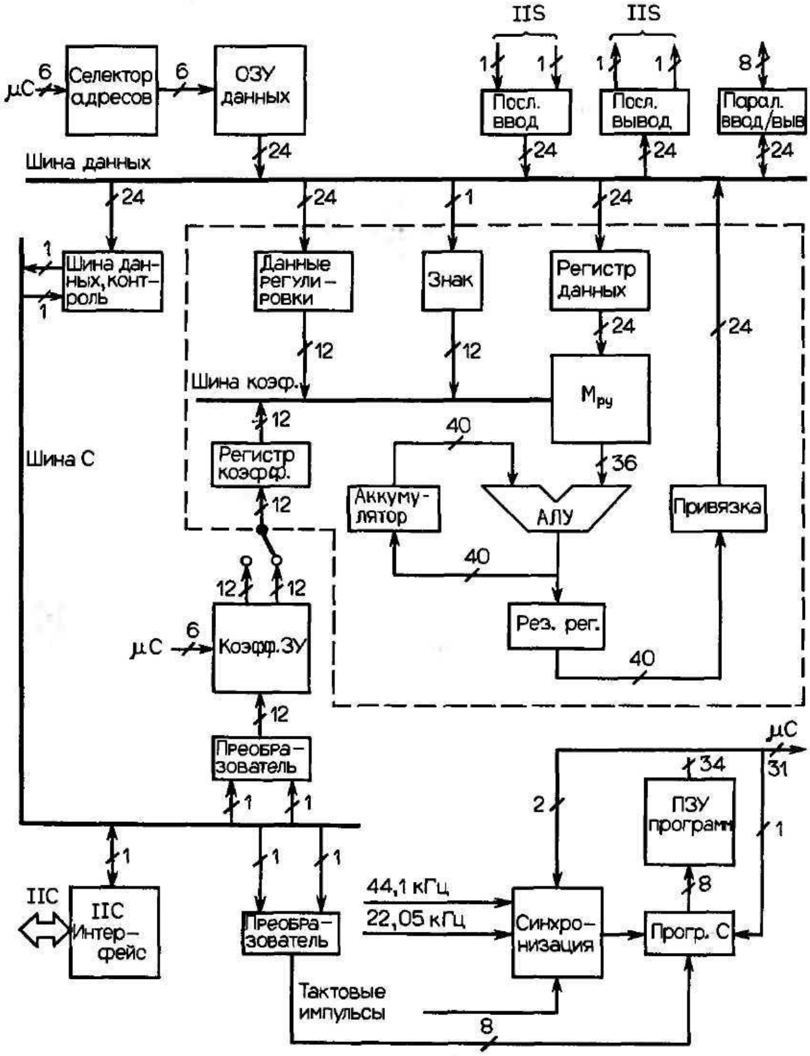


Рис. 16.10.3. Структурная схема цифрового процессора с сигнальной шиной I^2S и шиной управления I^2C [16.8].

17. Система оптической цифровой грамзаписи «компакт-диск»

17.1. Общее

В основе совместно разработанной фирмами Philips и Sony системы цифровой записи на компакт-диски лежит оптическая запись с использованием лазерного луча и для записи, и для воспроизведения. Рабочей поверхностью служит только одна сторона диска (рис. 17.1.1, 17.1.2).

В проигрывателе отраженный от поверхности диска модулированный луч лазера попадает на фотодиод, который преобразует поток света в последовательный поток цифровых сигналов. В нем же содержатся и тактовые сигналы. Из потока данных тактовые сигналы отделяются, и кодированные сигналы канала преобразуются в информационные данные, контрольные, управляющие и индикаторные символы. Декодер управляющих и индикаторных символов вырабатывает сигналы для регулирования частоты оборотов двигателя привода диска, фокусировки луча лазера и слежения за положением пятна луча на дорожке записи и для поиска нужного фрагмента сигналограммы (музыкального номера). В помехоустойчивом декодере с помощью контрольного бита обнаруживаются и исправляются ошибки потока данных. Затем после отделения демультиплексором поток звукоданных подается на ЦАП, который восстанавливает исходные стереофонические сигналы левого и правого каналов.

Частота дискретизации сигналов в этой системе f_A = 44,1 кГц, квантование линейное, 16-разрядное. Отсюда вытекают требования к параметрам, характеризующим качество воспроизводимого сигнала:

- верхняя граничная частота 20 кГц;
- отношение сигнал/шум (без предкоррекции) 98 дБ;
- относительный уровень шума в режиме покоя (все разряды «0»), превышающий 100 дБ;
- коэффициент нелинейных искажений при максимальном уровне сигнала 0,0015%;
- переходное затухание (ослабление проникания сигнала из канала в канал) не ниже 98дБ.

17.2. Формат сигнала

Структурная схема канала обработки сигнала на стороне записи приведена на рис. 17.2.1.

Компакт-диск	
Длительность звучания	~60 мин односторонняя
Частота вращения	~500 мин$^{-1}$ (внутр.) ~200 мин$^{-1}$ (внешняя)
Скорость записи	1,25 м/с (1,2–1,4 м/с)
Направление вращения	Против часовой стрелки (со стороны рабочей поверхности)
Направление считывания	Дорожка спиральная, от внутр. к внешней
Диаметр	120 мм
Толщина	1,2 мм
Материал	Прозрачная основа, отражающий слой, защитный слой, показатель преломления 1,55
Расстояние между соседними дорожками	1,6 мкм
Ширина питов	0,4 мкм
Глубина питов	0,12 мкм
Длина питов	0,83…3,1 мкм

Оптическая система	
Источник света	Полупроводниковый лазер AlGaAs, $P_L \leqslant 2$ мВт
Длина волны	780…820 нм
Числовая апертура	$NA \geqslant \frac{\lambda}{1{,}75\ мкм}$
Глубина резкости	±2 мкм
Формат сигнала	
Звуковые каналы	2 (4)
Коррекция	Вкл./выкл. 50 мкс + 15 мкс
Частота дискретизации	44,1 кГц
Считывание канала А, В	Одновременно
Квантование	16-битное линейное
Кодирование	ИКМ, в дополнительном коде по модулю 2

Формат записи		
Код с исправлением ошибок	Рида–Соломона	
Избыточность	25%	
Канальная модуляция	Код 8/14	
Скорость данных в канале записи	4,3218 Мбит/с	
Длина кадра	588 бит	
Из них	битов данных	канальных битов
синхронизации	—	24
управления/индикации	8	14
24 байта данных	192	336
8 корректирующих байтов	64	112
дополнительные биты		102

Рис. 17.1.1. Параметры системы записи на компакт-диск.

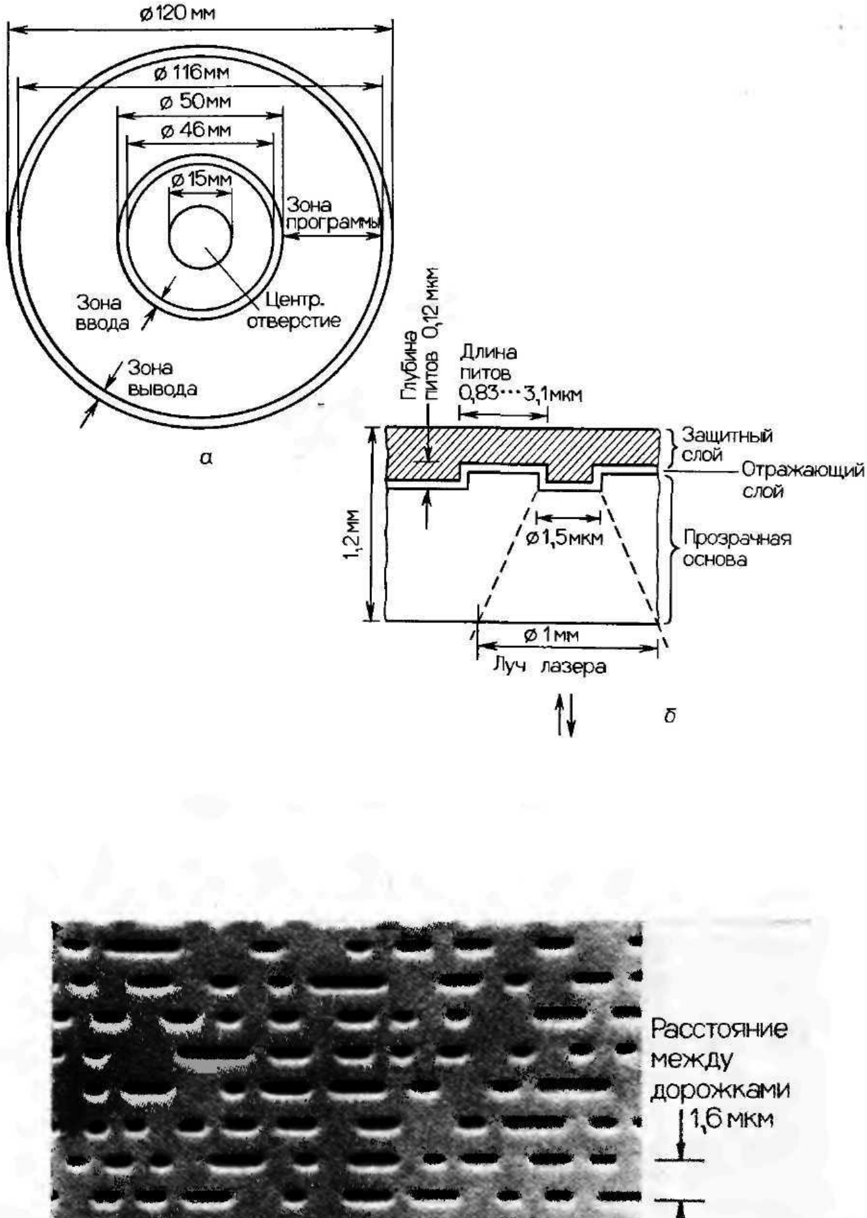


Рис. 17.1.2. Размеры компакт-диска (*а*) [17.6], поперечное сечение диска (*б*), микрофотография поверхности диска с записью (внизу показана шкала с делениями 1 мкм) (*в*) [17.2].

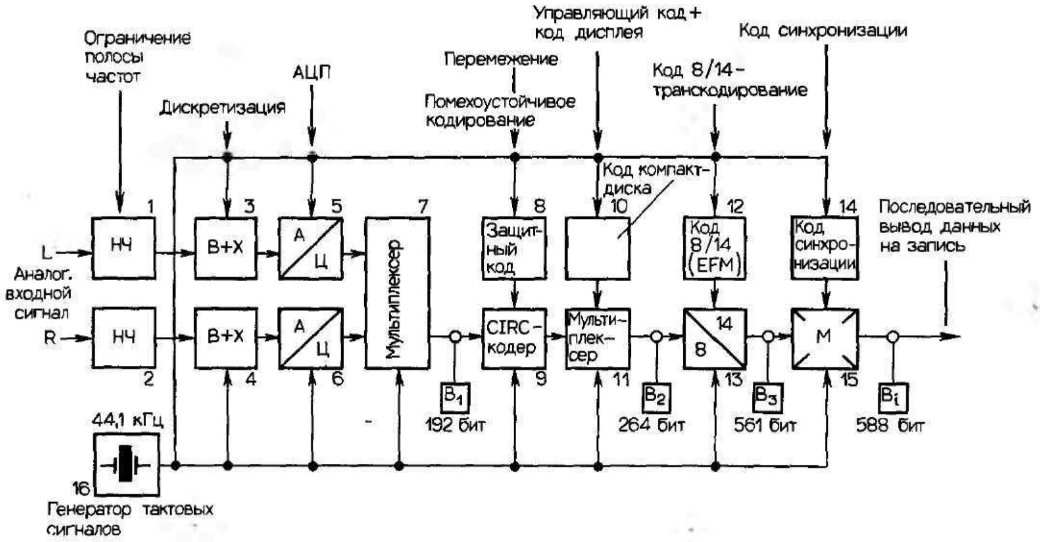


Рис. 17.2.1. Структурная схема кодера системы компакт-диск [17.2].

17.2.1. Построение кадра

Каждые шесть отсчетов левого и правого каналов объединяются в так называемый кадр (рис. **17.2.2**). Передача начинается с левого канала. Каждый 16-й отсчет начинается со старшего значащего разряда и разделяется на два звуковых символа по 8 разрядов в каждом:

1 кадр = **12** отсчетов = 6 x 16 x 2 бит = **192** сигнальных бита 24 звуковых символов; (17.2.1)

длительность кадра = 6x 22,676 = **136,05** мкс;

частота следования кадров = 7,350 кГц;

скорость потока данных звукового сигнала = **1,4112** Мбит/с.

17.2.2. Помехоустойчивый корректирующий код Рида-Соломона (CIRC)

Структурная схема помехоустойчивого кодера (**CIRC**) приведена на рис. 17.2.3 [17.19-17.22]. Сначала проводится перемежение отсчетов левого и правого каналов (L_i, R_i) через три кадра. Для этого каждый второй отсчет задерживается на длительность двух кадров. Такое дополнительное перестроение облегчает интерполяцию некорректируемых ошибок в простых декодерах.

Для защиты от ошибок используется двухступенчатый код Рида-Соломона (CIRC) с перекрестным перемежением (cross interleaved Reed-Solomon Code). Первый (28, 24) кодер C2 добавляет к 24 входным блокам звукоданных ("audio symbols") по 4 контрольных блока четности (parity symbols, *Q*-**четность**), каждый из которых состоит из 8 бит и образует 28 выходных блока по 8 бит. Затем проводится второе перемежение с различным сдвигом во времени отдельных блоков (интерполяция на 0, 4, 8,..., 108 **сивмолов**, т.е. перемежение по нескольким кодовым словам), что

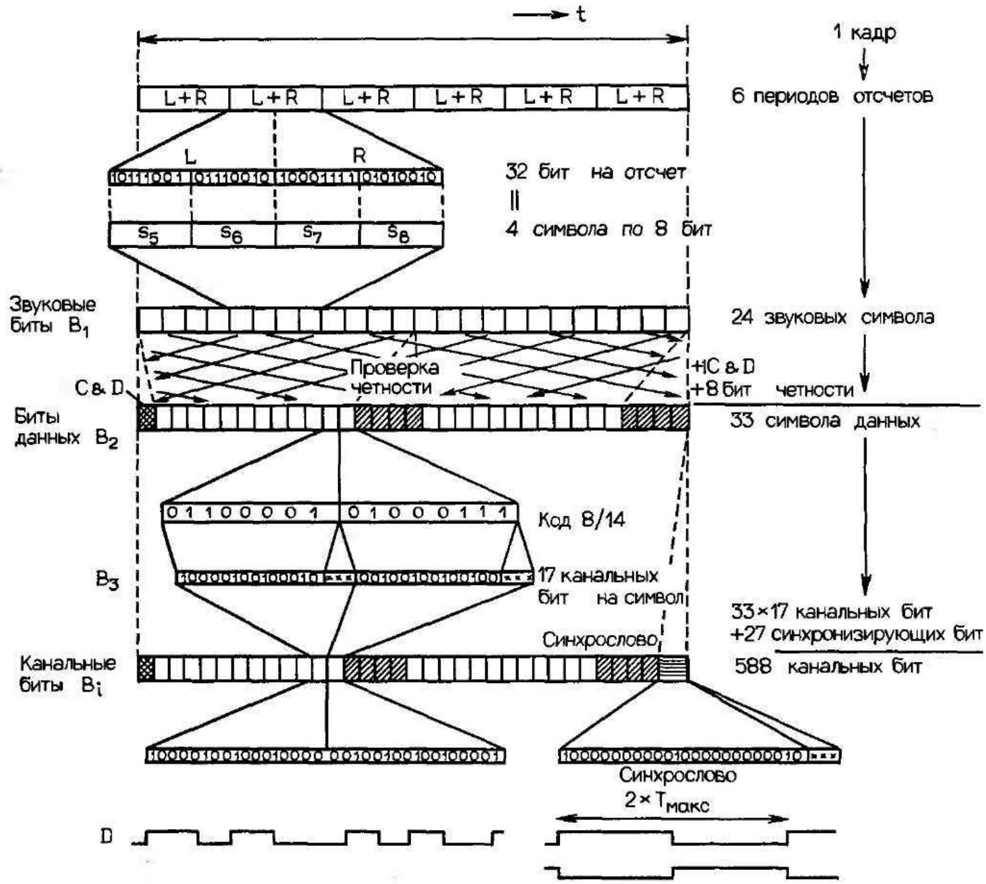


Рис. 17.2.2. Структура сигнала и формат кодирования: из 6 исходных стереоотсчетов формируется 588 канальных битов [17.2].

облегчает коррекцию групповых («длинных») ошибок. Второй кодер (32, 28) вырабатывает следующие 4 блока четности (P-четность), в результате чего на выходе получается всего 32 блока по 8 бит. Наконец, цифровой поток поступает на устройство задержки, в котором каждый второй блок задерживается на один символ. В результате этого перемежения расчленяются уже сдвоенные ошибки, что облегчает их коррекцию в простых декодерах.

В итоге выходной сигнал имеет следующую структуру:

$$1 \text{ кодовое слово (кадр)} = 24 \text{ сигнальных символа} + 8 \text{ контрольных битов} = \\ = 32 \text{ символа данных} = 256 \text{ бит данных.} \qquad (17.2.2)$$

Скорость потока данных составляет при этом 1,8816 Мбит/с.

Свойства кода

У обоих кодов Рида-Соломона расстояние Хэмминга (кодовое расстояние) одно и то же: $d_{min} = 5$.

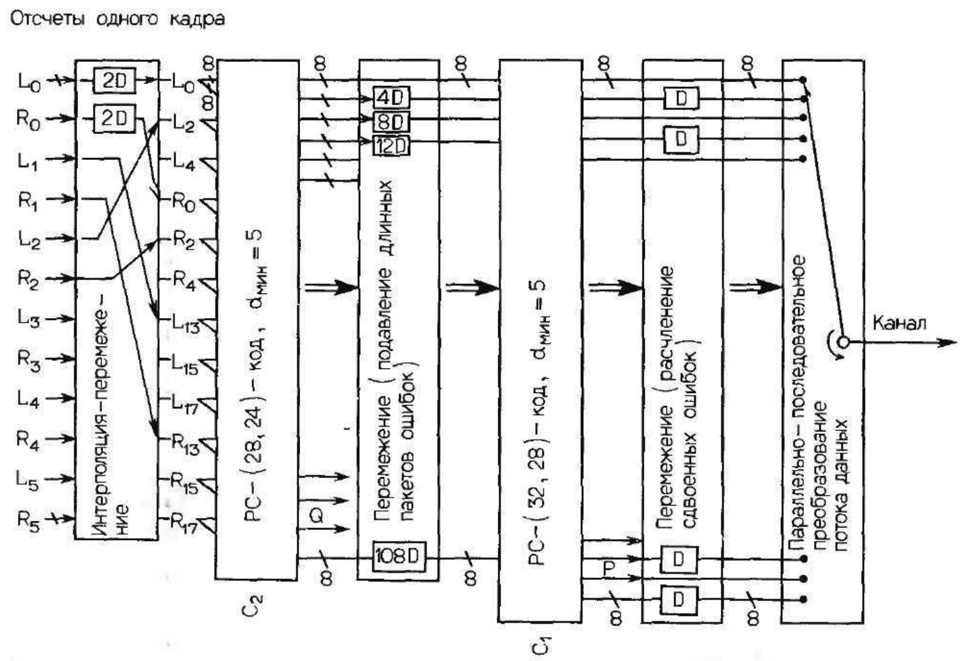


Рис 17.2.3. Структурная схема помехоустойчивого кодера Рида Соломона.

Коды позволяют:

- уверенно обнаруживать до четырех поврежденных символов:
- надежно корректировать до четырех выпавших символов;
- надежно корректировать до двух поврежденных символов (любых).

Помехоустойчивый код, используемый в системе компакт-диск, обладает следующими свойствами:

- избыточность 25% (3 информационных бита → 4 канальных бита);
- возможность коррекции максимум 3500 групповых ошибок ("burst errors"), что соответствует зоне записи на диске длиной 2,5 мм;
- возможность интерполяции сигнала при групповых ошибках до 12300 бит (зона на диске длиной 8 мм);
- возможность одной интерполяции на 10 ч при статистическом распределении ошибок в потоке ошибок BER = 10^{-4} ("bit error rate") (обычно поток ошибок в системе компакт-диск не превышает 10^{-5});
- одна нераспознаваемая ошибка в месяц при потоке ошибок BER = 10^{-3};
- возможность использования различных по сложности декодеров (от 4 до 16 корректируемых кадров).

17.2.3. Разряды управления и индикации (субкодирование)

Перед канальной модуляцией к сигнальным и корректирующим данным каждого кадра добавляется по 8 дополнительных разрядов (*P*-, *Q*-, *R*-, ... *W*-субкод), образующих один символ, предназначенный для управления и индикации ("control display C & D.

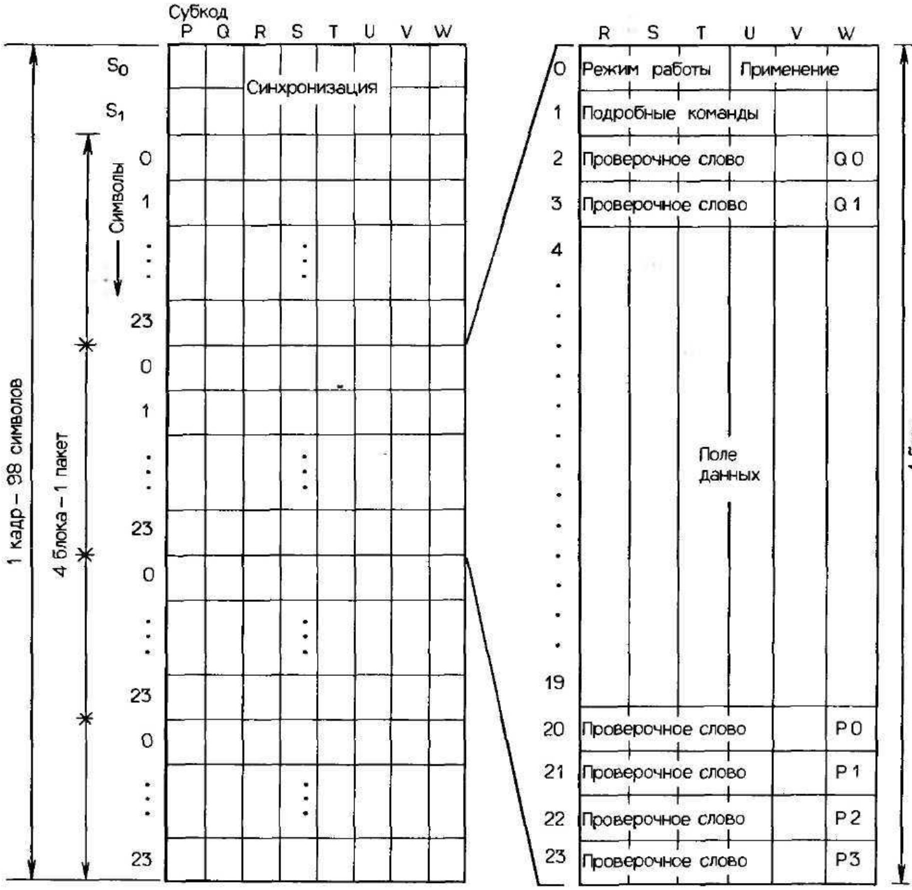


Рис. 17.2.4, *а*. Структура субкода.

subcoding"). Число разрядов на кадр и поток данных при этом увеличиваются:

1 кадр = 264 бит,
поток данных = 1,9404 Мбит/с. (17.2.3)

Каждые 98 кадров длительностью по 130 мкс образуют сверхкадр ("subcoding frames") с частотой повторов 75 Гц (13,3 мс). Символы субкода сверхкадра объединяются в матрицу, в которой один символ *S* образует одну из 98 строк (рис. 17.2.4). Оба субкодных символа первых двух кадров образуют блок («признак») синхронизации, остальные символы (в столбцах сверху вниз) образуют суммарное (общее) *P-, Q-,... W*-слово длиной 96 бит:

1 кадр субкода = 98 субкодных символов по 8 бит =

= 2 синхросимвола + 96 информационных символов субкода; (17.2.4)

96 информационных символов субкода = 1 пакет = 4 упаковки по 23 символа;

Скорость потока информации в канале субкода = 57,6 кбит/с.

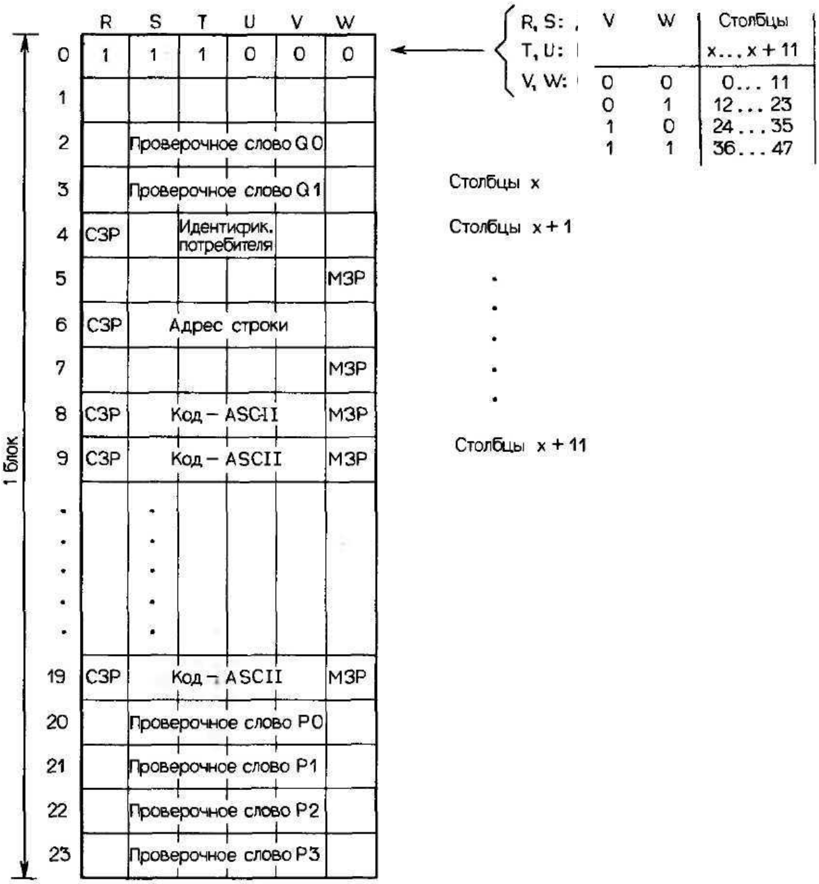


Рис. 17.2.4, *б*. Фрагмент субкода *R...W* (запись воспроизв.) в режиме "USER-ASCII".

Субкод *P* («пауза») используется как простое средство обозначения пауз в музыкальной программе. Субкоды *Q* несут информацию об общем количестве музыкальных фрагментов (номеров) программы, записанной на диске, длительности каждого фрагмента, введенной коррекции и т.д. ("mode-1"), а также о порядковом номере по международному каталогу ("mode-2") или по международному стандартному коду записи (ISRC – "international standard recording code").

Субкод *P*-, _____ *W* служит для передачи текстовой или графической служебной информации (в том числе неподвижных кадров изображения). Пример субкода записи показан на рис. 17.2.4, *б* (режим работы USER-ASCII).

На каждую упаковку («пачку») приходятся 126-битных графических знаков стандарта ASCII (буквы, графические символы и т. д.). На каждый «сверхкадр» (1/75 с) приходится одна строка текстового передаваемого материала, в каждой из которых содержится 12 x 4 = 48 знаков. Таким образом, за одну секунду передаются 75 текстовых строк по 48 знаков. При этом 12 бит символов S_6 и S_7 позволяют адресовать 2^{12} = 4096 строк.

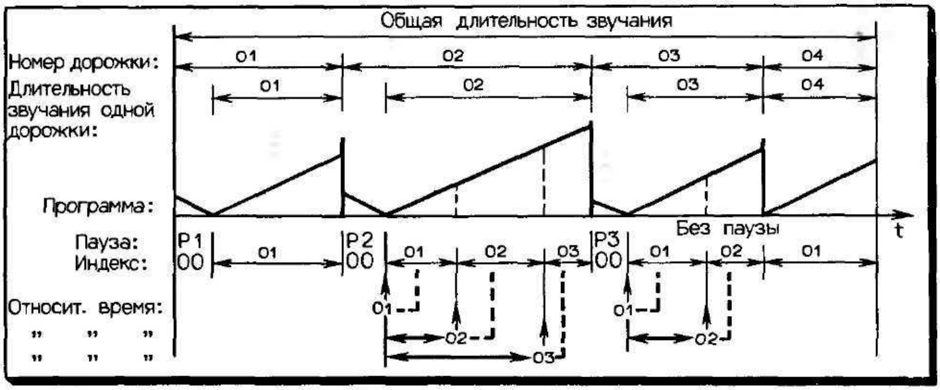


Рис. 17.2.5. Соотношение между фрагментами программы, дорожками на диске и индексация компакт-диска [17.3].

17.2.4. Разметка записываемой программы

В зоне ввода на диске записываются наименования музыкальных номеров программы, указания об очередности их воспроизведения, количестве фрагментов (номеров) и длительности звучания каждого номера, время начала воспроизведения. Записанные здесь же управляющие сигналы («субкод») позволяют осуществлять автоматический ускоренный поиск нужного фрагмента записи.

Опорной единицей отсчета времени служит интервал временного кода, записанного на компакт-диске, $t_{TC} = 1/75$ с. Музыкальная программа (содержание записи) распределяется по дорожкам зоны программы; всего их может быть не более 99 (рис. 17.2.5), переход «пауза–музыка» идентифицируется разрядом субкода *P*. В свою очередь каждая дорожка с помощью субкода *Q* размечается на 99 индексированных отдельных номеров программы–арий, песен и т.д.

17.2.5. Групповой код записи 8/14

Код записи 8/14 (eight-to-fourteen modulation, EFM) из каждого 8-разрядного блока образует 14-разрядное слово и три дополнительных разделительных бита на границах слов при следующих условиях (рис. 17.2.2):

- в кодовом слове может быть минимум 2 и максимум 10 нулей, расположенных рядом;
- логическая «1» соответствует смене состояния, при логическом «0» уровень сигнала «0» или «1» сохраняется неизменным;
- каждому 14-разрядному слову придаются три разделительных бита, два из которых обеспечивают условия кодирования по границам слов, а третий выбирается так, чтобы постоянная составляющая посылки за короткий отрезок времени (составляющая постоянного тока или низкочастотного сигнала–digital sum value, DSV) оставалась как можно меньшей;
- начало каждого кадра обозначается 24-разрядным синхрословом (100000000001000000000010).

Таким образом, параметры записи имеют следующую структуру:

1 кадр = 588 канальных битов.

(17.2.5)

Скорость потока данных = 4,3218 Мбит/с.

Максимальная и минимальная частоты записи соответственно $-f_{max}$ = 1,53 МГц и f_{min} = 3/11 x f_{max} = 0,42 МГц, что позволяет легко получать тактовую частоту. Код не содержит постоянной составляющей, в нем также очень мало составляющих низких частот. Это позволяет использовать низкочастотную область (ниже 20 кГц) для записи сигналов управления лазерным лучом при воспроизведении компакт-дисков.

17.3. Проигрыватели компакт-дисков

Основные части проигрывателя компакт-дисков показаны на рис. 17.3.1.

17.3.1. Оптическая система

На рис. 17.3.2 показан компакт-диск рабочей стороной вниз, узел оптического лазерного звукоснимателя и детали оптической системы.

Луч диодного лазера (аллюминий–галлий–арсенид, длина волны около 780 нм, оптическая мощность около 2 мВт, плотность потока энергии луча около 2500 Вт/ср · см^2) с помощью коллиматорной и фокусирующей линз направляется на рабочую поверхность компакт-диска. Для позиционирования фокусирующей линзы используются электромагниты. Интенсивность излучения лазерного диода ограничивается управляющим диодом, который расположен рядом с лазерным и реагирует на интенсивность генерируемого луча.

При вхождении в прозрачный защитный слой диска (поликарбонат, коэффициент преломления 1,55) луч лазера имеет диаметр около 1 мм, благодаря чему загрязнения поверхности или царапины на его модуляцию практически не влияют. На отражающей поверхности рабочего слоя диска (слой алюминия толщиной около 10 мкм) сфокусированный луч имеет диаметр уже около 1,5 мкм. Цифровые сигналы записываются на спиральные дорожки, образуемые множеством микроскопических углублений («питов») глубиной 0,12 мкм, шириной 0,4 мкм и длиной от 0,8 до 3,1 мкм. Невидимый глазом инфракрасный луч отражается от участков поверхности между питами, но самими питами рассеивается. В этом и состоит эффект модуляции интенсивности отражения луча.

Отраженный луч попадает на поляризационную расщепляющую призму и далее – на приемный фотодиод, который преобразует модулированный световой поток в электрические сигналы, собственно информационные и служебные, используемые в системе автоматического регулирования положения объектива, радиального и вертикального слежения (радиальные биения дорожки записи компакт-диска при его вращении).

17.3.2. Фокусировка луча, слежение за дорожкой и выделение сигналов

Глубина резкости самой оптической системы составляет ±2 мкм. Допустимые вертикальные и горизонтальные биения диска за один оборот и необходимая точность слежения характеризуются следующими величинами:

- вертикальные биения ±0,5 мм при максимальном ускорении 10 м/с^2, точность фокусировки ±0,5 мкм (достигается перемещением фокусирующей линзы);

(17.3.1)

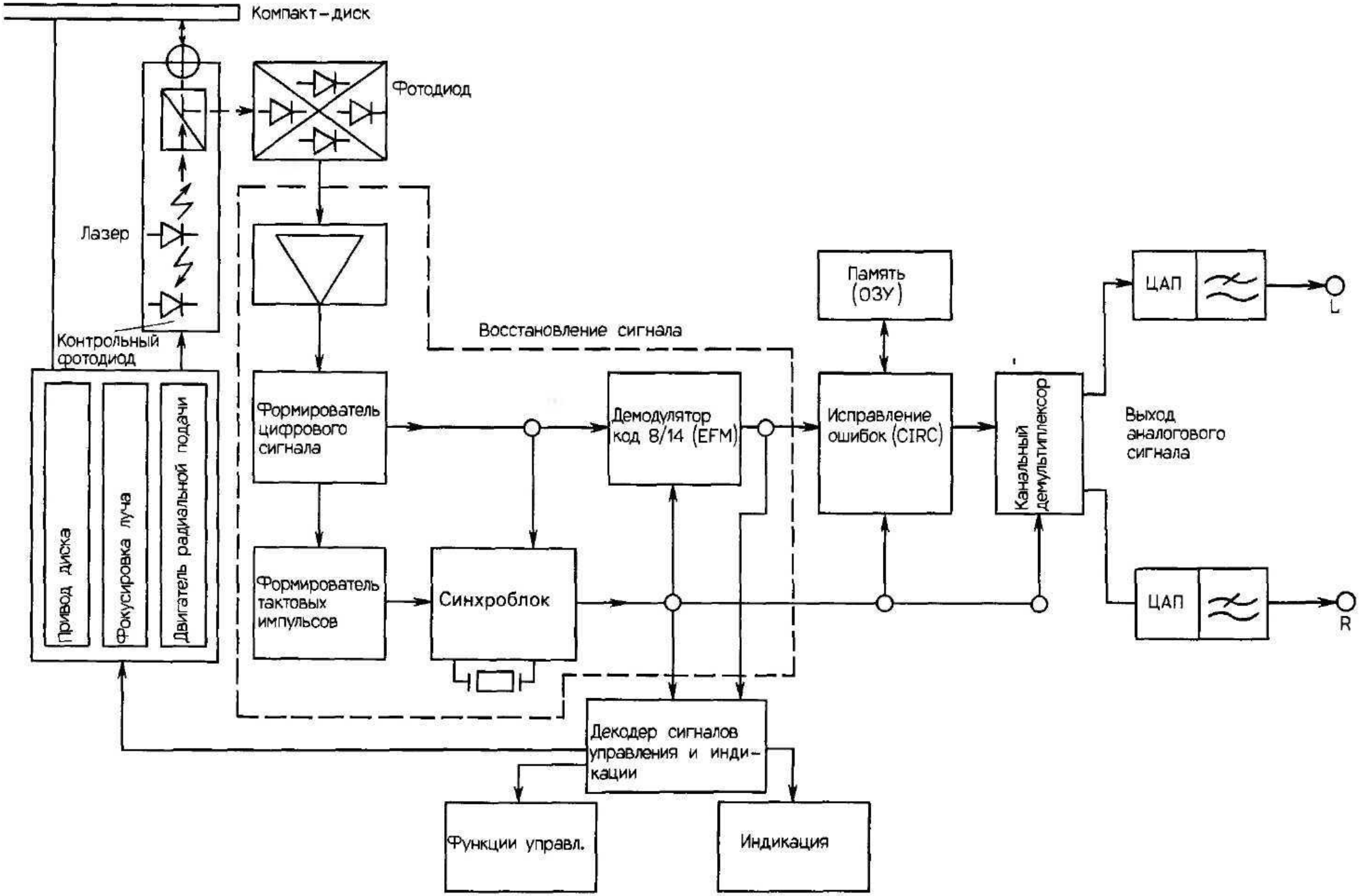


Рис. 17.3.1. Структурная схема проигрывателя компакт-дисков.

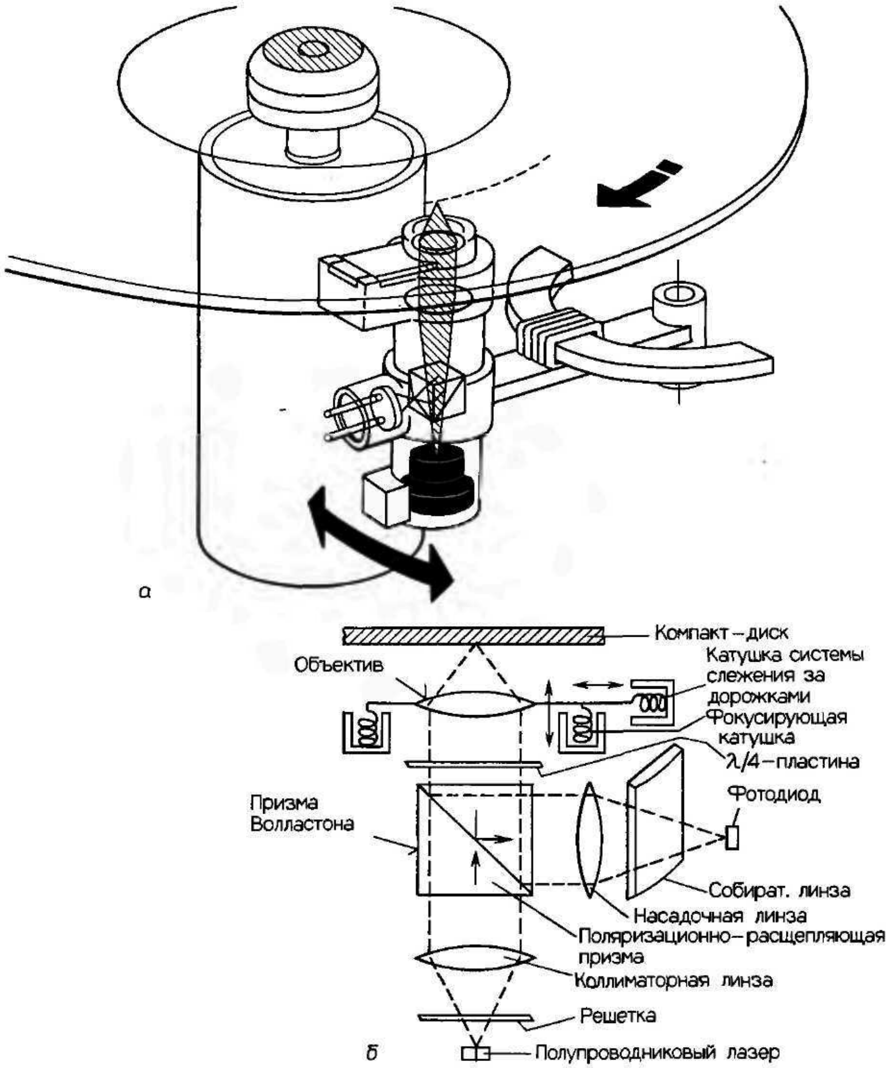


Рис. 17.3.2. Устройство системы оптического считывания (*а*), упрощенная схема оптической системы (*б*) [17.2].

- радиальный эксцентриситет $+150$ мкм, максимальное ускорение 0,4 м/с^2, точность слежения за дорожкой $\pm 0,1$ мкм (достигается перемещением линзы и всей оптической системы).

Регулировка глубины фокусировки

Мерой изменения геометрических параметров системы, вызываемых вертикальными биениями информационной поверхности при вращении компакт-диска, служит неравномерность распределения интенсивности света, падающего на 4, как правило, приемных фотодиода. Обнаружить и измерить эти изменения можно с помощью различных

оптических устройств на пути луча. К ним относятся:

- астигматические линзы, которые при размещении за фокальной точкой превращают круглое пятно луча в эллиптическое (мерой ошибки при этом служит положение большей оси эллипса);
- призмы Фуко; (17.3.2)
- системы с полным внутренним отражением.

Полезный сигнал и сигнал регулирования фокусировки получают путем сложения и вычитания составляющих сигналов.

Радиальное слежение за дорожкой

Для слежения за радиальными биениями дорожки используется эффект ослабления интенсивности светового луча, падающего на приемный фотодиод после отражения от участков поверхности за дорожкой. Способы и средства выделения управляющего сигнала:

- способ трех лучей (луч лазера разделяется на три составляющие - основную и две вспомогательных, отклоняемые с помощью дифракционной решетки);
- способ одного луча с противофазным регулированием; (17.3.3)
- способ одного луча с измерением разности фаз ("differential phase detection", DPD);
- способ одного луча с использованием вспомогательного модулированного по частоте сигнала ВЧ или НЧ (исключение постоянного смещения дорожки).

При работе способом одного луча управляющий сигнал также выделяется из четырех сигналов фотодиодов. При работе способом трех лучей вспомогательные лучи падают на два дополнительных фотодиода. Мерой радиальных биений дорожек служит разность интенсивности выходных сигналов фотодиодов.

Схематически два наиболее распространенных способа слежения за дорожками компакт-диска показаны на рис. 17.3.3. Первый из них-способ одного луча с фокусирующей призмой Фуко.

Здесь: полезный сигнал $U_S = D_1 + D_2 + D_3 + D_4,$
фокусирующий с $U_F = D_1 + D_4 - D_2 - D_3,$ 7.3.4)
управляющий сигнал $U_T = D_1 + D_2 - D_3 - D_4.$

Второй–способ трех лучей с использованием для фокусировки астигматической линзы.

Здесь: полезный сигнал $U_S = A + B + C + D,$
фокусирующий с $U_F = A + C - B - D,$ (17.3.5)
управляющий сигнал $U_T = F - E.$

17.3.3. Предварительная обработка сигналов

Поступающий с фотодиодов информационный сигнал усиливается и подается на блок восстановления. Этот блок содержит демодулятор, который с помощью управляемого генератора выделяет из высокочастотного сигнала тактовый сигнал. В декодере (код 8/14) выделяются сигналы кадровой синхронизации. Обратное преобразование 14-разрядного канального кода в 8-разрядный код данных осуществляется в ПЗУ или программируемой логической матрице (ПЛМ). При этом 14-разрядное входное слово служит адресом, по которому в память введено 8-разрядное выходное слово.

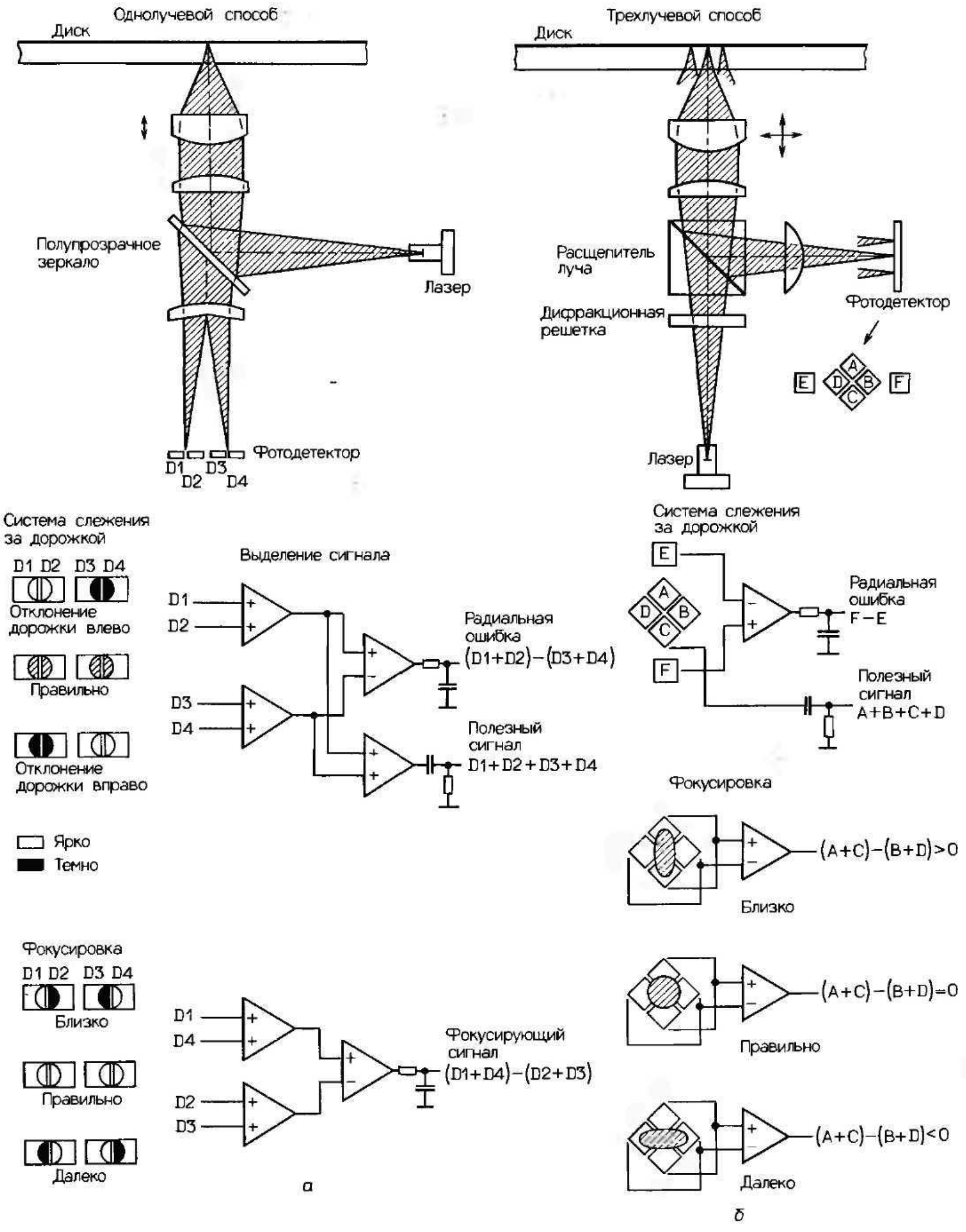


Рис. 17.3.3. Выделение полезного и управляющего сигналов в однолучевой *(а)* и трехлучевой (б) оптических системах [17.8].

17.3.4. Регулирование линейной скорости вращения компакт-дисков

Часть ОЗУ служит буфером для системы регулирования линейной скорости вращения компакт-диска. Сигналы, отражающие частоту оборотов двигателя, вводятся в память при неравномерной тактовой частоте f_E. Выборка сигналов из памяти осуществляется при стабилизированной (кварцевая стабилизация) частоте f_A.

Разность адресных сигналов счетчиков ввода в память и вывода из нее вводится в промежуточное ЗУ, и затем из этой разности вырабатывается сигнал для регулирования частоты оборотов двигателя привода. В результате регулирования усредняемые во времени частоты f_E и f_A становятся практически равны.

17.3.5. Исправление ошибок

Другая часть ОЗУ используется как промежуточная память для обратного перемежения (деперемежения) смещенных блоков при декодировании корректирующего кода Рида Соломона. Структурная схема декодера показана на рис. 17.3.4. В результате преобразования последовательного потока в параллельный (сдвиговый регистр) образуются 32 8-разрядных символа. Путем дескремблирования, при котором каждый второй символ задерживается на один кадр, сдвоенные канальные ошибки разделяются на две одиночные ошибки в канале. Если групповые ошибки достигают длины кадра, на два канала разделяется общее число ошибок, т. е. число ошибок на канал становится вдвое меньше. Блок опознавания и коррекции ошибок в обоих декодерах Рида–Соломона C_1 и C_2 двумя ступенями преобразует 32 8-разрядных блока в 24 8-разрядных блока полезного сигнала, корректируют ошибки, а некорректируемым символам придает флаг ошибки, который позже используется для маскирования.

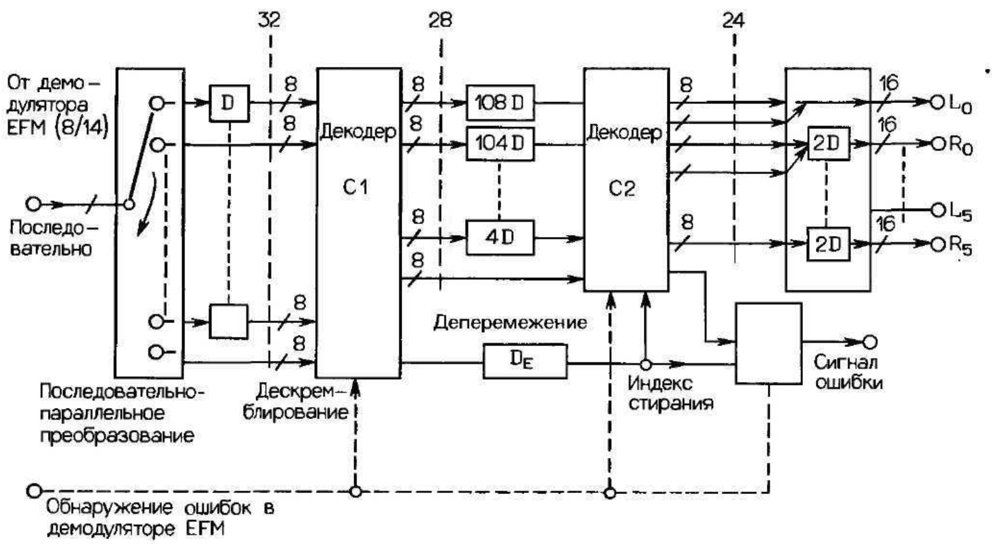


Рис. 17.3.4. Структурная схема декодера Рида–Соломона.

Коды C_1 и C_2 имеют одинаковое кодовое расстояние d_{min} — 5 и позволяют на выбор проводить одну из следующих комбинаций коррекции:

Случай	(Обнаружение *n*-ошибок)	+	(Стирание-исправление ошибок)	+	(Исправление *n*-ошибок)
1)	4	+	0	+	0
2)	3	+	1	+	0
3)	2	+	2	+	0
4)	1	+	3	+	0
5)	0	+	4	+	0
6)	2	+	0	+	1
7)	1	+	1	+	1
8)	0	+	2	+	1
9)	0	+	0	+	2

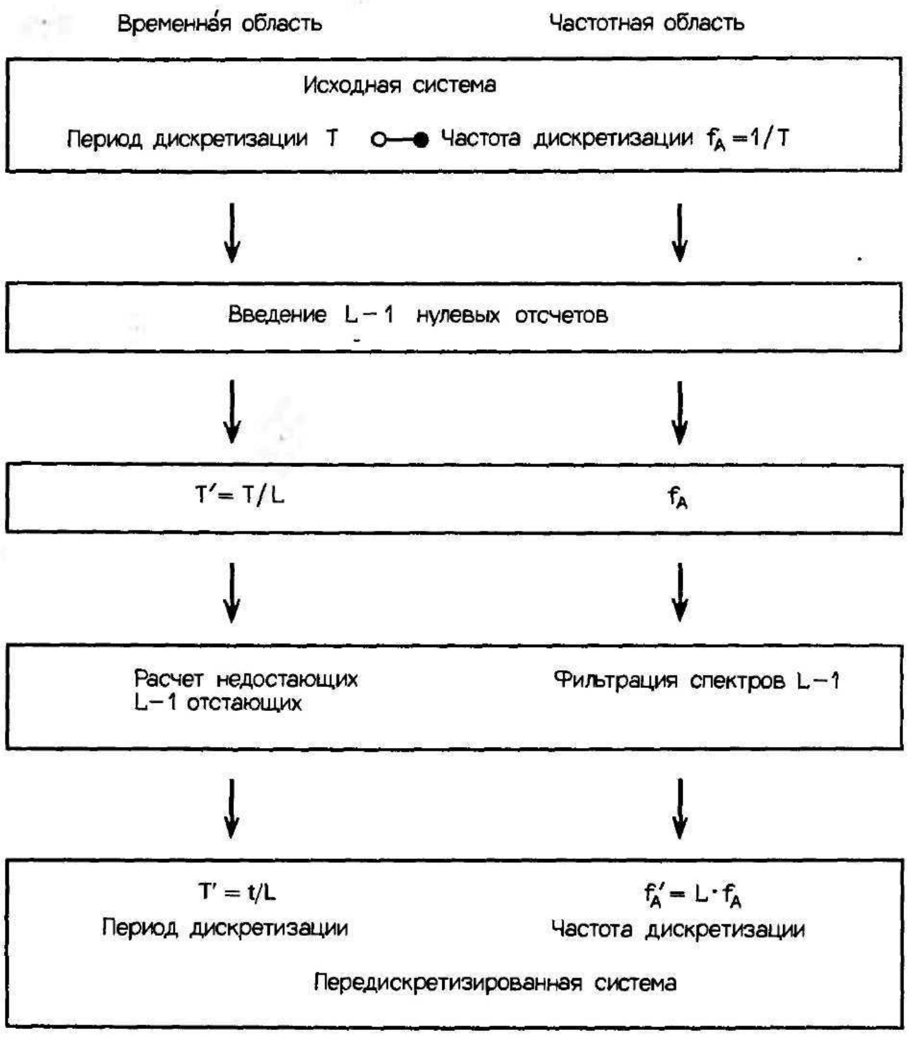
Декодер C_1 используется для защиты от одиночных ошибок (максимум 4 поврежденных символа на кадр). Этот декодер способен самостоятельно корректировать максимум 2 символа, но в целях более надежного распознавания ошибок эта способность используется не полностью. Коррекция стертых символов (не более 4) может быть проведена, если известен индекс ошибок, вызванных повреждением критерия длины бита в вводной части кода 8/14. Ошибки, выходящие за эти пределы, обозначаются маркирующим битом («флаг стирания», "erasure flag") в каждом из 28 выходных блоков. Благодаря деперемежению эти блоки поступают на декодер C_2 (корректор групповых ошибок) уже со сдвигом во времени. Если маркирующими битами обозначено не более 4 символов, то декодер C_2 может скорректировать максимум 16 кадров из 32. Если же декодер C_2 не может проводить коррекцию, то оставшиеся 24 сигнальных блока (12 отсчетов) сохраняют флаг ошибки и могут быть интерполированы по соседним неповрежденным отсчетам. Деперемежение каждого второго интервала дискретизации на два кадра позволяет маскировать групповые ошибки двух полностью поврежденных кадров.

17.3.6. Передискретизация

До начала собственно преобразования цифровых сигналов в аналоговые часто предпринимается так называемая передискретизация информационного цифрового сигнала. Никакой полезной информации эта операция не добавляет, иными словами, улучшить сигнал не позволяет. Основной смысл этой операции состоит в том, что она позволяет намного упростить аналоговый фильтр на выходе ЦАП (рис. 17.3.5).

Увеличение частоты отсчетов f_A и $f'_A = L \cdot f_A$ достигается введением $L-1$ дополнительных «нулей» между отсчетами исходного сигнала и последующей фильтрацией полученных дополнительно спектральных боковых полос $L-1$. Это ограничение полосы частот, осуществляемое с помощью цифрового фильтра, определяет условия для

расчета (интерполяции) промежуточных $L-1$ отсчетов:



Наиболее подходящими для этой фильтрации являются фазо-линейные цифровые нерекурсивные фильтры ("finite impulse response", FIR). Спектр дополнительных ошибок квантования при передискретизации (например, распределенные по случайному закону ошибки линейности **ЦАП,** или ошибки, вызванные сокращением длины кодовых слов с 16 до 14 бит) занимает весьма широкую полосу частот, благодаря чему шумы квантования в полосе частот B_0 полезного сигнала становятся меньше, чем в случае без передискретизации на величину

$$\Delta SNR = 10\log(L)\ (\text{дБ}). \tag{17.3.8}$$

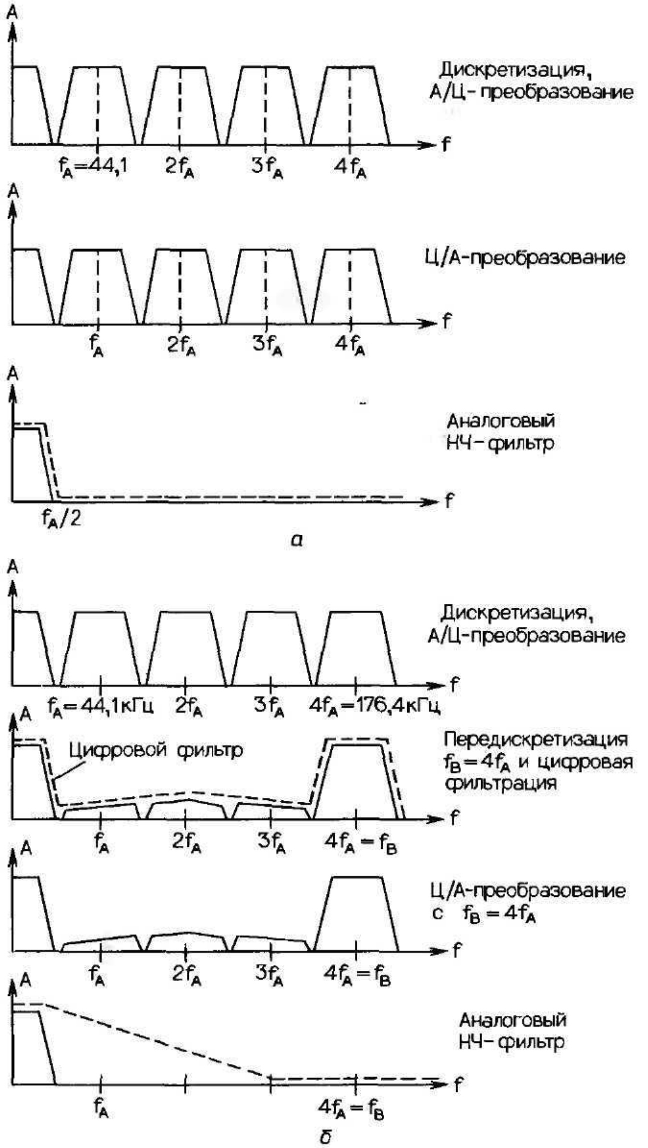


Рис. 17.3.5. Спектры сигналов при дискретизации с частотой f_A и Ц/А-преобразования с частотой f_A (*а*), при дискретизации с частотой f_A, передискретизации с частотой $f'_A = 4f_A$ и Ц/А-преобразования с частотой $4f_A$ (*б*).

17.3.7. Снижение влияния ошибок с помощью обратной связи

Существует еще один способ уменьшения дополнительных ошибок квантования в системах с передискретизацией (рис. 17.3.6).

Этот способ состоит в использовании обратной связи, цепь которой действует как фильтр, вычитающий из сигнала ошибки квантования (выпавшие младшие значащие разряды).

Так, например, шум квантования, вызванный сокращением длины кодовых слов до 14 бит (округлением), распределяется равномерно по полосе частот до $f'_A/2$ (88,2 кГц).

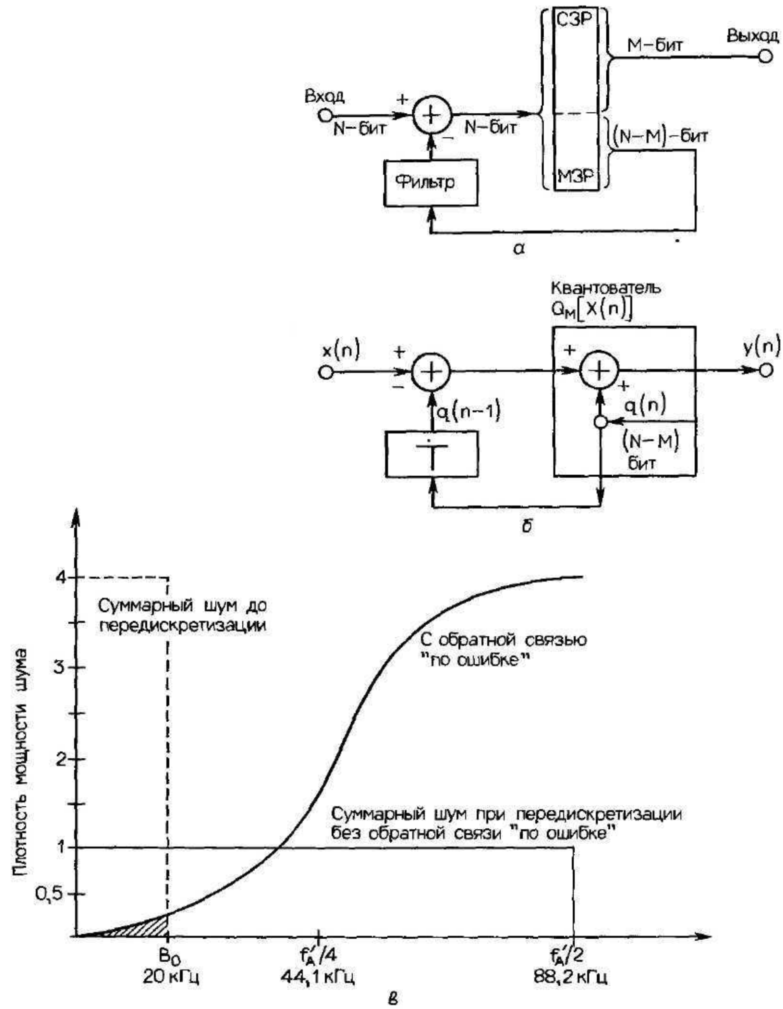


Рис. 17.3.6. Структурная схема формирователя спектра ошибок квантования (о), эквивалентная схема простейшей реализации обратной связи по ошибке (*б*), результирующий спектр модулей ошибок квантования (в).

Если сигнал постоянный (имеет постоянную величину), то ошибки округления смежных отсчетов одинаковы. Если эту ошибку вычесть из очередного отсчета, то можно уменьшить среднюю ошибку. При высокой частоте дискретизации огибающая реального звукового сигнала (по крайней мере в коротком отрезке времени) может рассматриваться как постоянная. Таким образом, эффект уменьшения ошибок квантования оказывается наибольшим на низких частотах сигнала.

Технически этот способ наиболее просто реализуется путем вычитания ошибок квантования из предшествующих разрядов (рис. **17.3.6,*б*)**.

Случай без шумоподавляющей обратной связи:

временна́я область $y(n) = x(n) + q(n)$;
частотная область $Y(z) = X(z) + Q(z)$;

$$H_Q = Y(z)/Q(z) = 1. \tag{17.3.9}$$

Случай с обратной связью:

временна́я область $y(n) = x(n) + q(n) - q(n-1)$;
частотная область $Y(z) = X(z) + Q(z) - z^{-1}Q(z) = X(z) + (1 - z^{-1})Q(z)$;

$$H_{Q,EF} = Y(z)/Q(z) = 1 - z^{-1}. \tag{17.3.10}$$

Подставив $z = \exp(j2\pi fT')$, получаем частотную характеристику

$$|H_{Q,EF}(f)|^2 = 2(1 - \cos(2\pi fT')),$$

из которой расчетное увеличение отношения сигнал/шум в случае с обратной связью по сравнению со случаем без нее ΔSNR_2 составляет

$$\Delta SNR_2 = -10\lg\left[2\left(1 - \frac{\sin(\Theta_0)}{\Theta_0}\right)\right] \text{ (дБ)}, \quad \Theta_0 = 2\pi B_0/f'_A, \tag{17.3.11}$$

где f – частота сигнала, B_0 – полоса частот полезного сигнала, $f'_A = 1/T'$ – частота передискретизации.

Пример реализации способа передискретизации

Примером применения способа передискретизации и уменьшения шума путем распределения его спектра по широкой полосе частот может служить специально разработанная комбинированная ИС, содержащая две микросхемы: SAA 7030 и TDA 1540 (применены в проигрывателях компакт-дисков первого поколения фирмы Valvo (рис. 17.3.7)) [17.9-17.12].

Микросхема SAA 7030 выполняет функции передискретизации, ограничения полосы частот (цифровой нерекурсивный фильтр) и уменьшения шума с помощью обратной связи. Частота дискретизации с 44,1 кГц увеличивается до 176,4 кГц. Это достигается путем ввода в периоды дискретизации T'_A (22,676 мкс) при частоте 44,1 кГц трех дополнительных отсчетов, имеющих значение «0» (новый период дискретизации $T'_A = T_A/4 =$ 5,67 мкс (рис. 17.3.8,*а*)).

Встроенный в микросхему SAA 7030 цифровой фильтр представляет собой нерекурсивный фазо-линейный фильтр с длиной и = 96. Поскольку ненулевым оказывается лишь каждый четвертый разряд f_A, то умножение на значение сигнала «0»

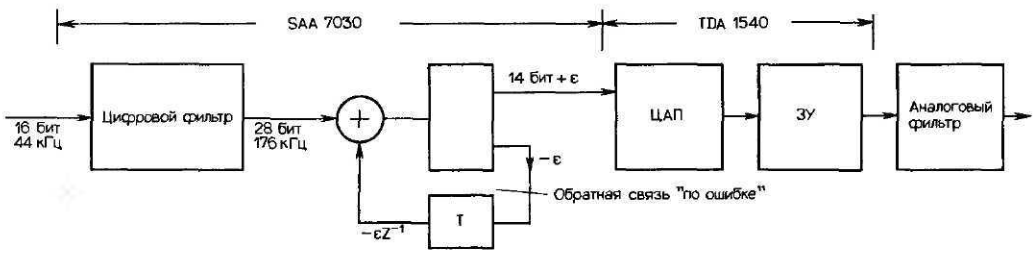


Рис. 17.3.7. Структурная схема канала с 4-кратной передискретизацией цифровым фильтром – шумоподавителем (SAA 7030), 14-разрядным ЦАП (TDA 1540) и простым аналоговым фильтром [17.12].

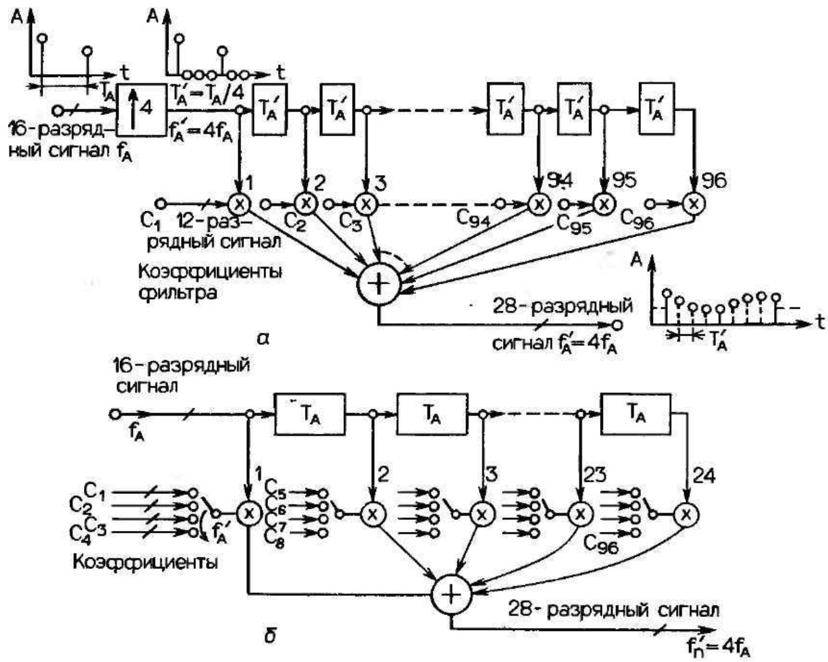


Рис. 17.3.8. Цифровой трансверсальный фильтр (для n = 96). Основная схема при $4f_A$ (*а*),оптимизированная схема (двухвариантный фильтр) (*б*).

происходит на 72 отводах. Поэтому в схеме использованы 24 элемента задержки и каждое кодовое слово сдвигается с временным интервалом T_A. Умножение на коэффициенты C_1,C_2, C_3, C_4 проводится уже с временным интервалом $T_A/4$. Суммирование результатов проводится в моменты времени $n \cdot T'_A = n \cdot T_A/4$. Таким образом, частота дискретизации на выходе составляет $4/T_A$ = 176,4 кГц. Амплитудно-частотная характеристика (рис. 17.3.9) имеет участок предкоррекции апертуры ЦАП. Пропорциональ-

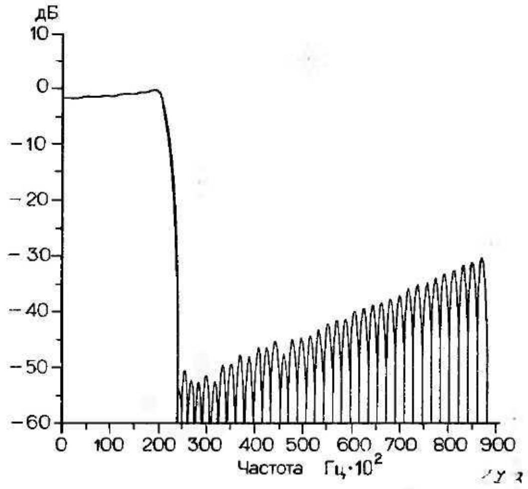


Рис. 17.3.9. АЧХ цифрового фильтра по схеме на рис. 17.3.8.

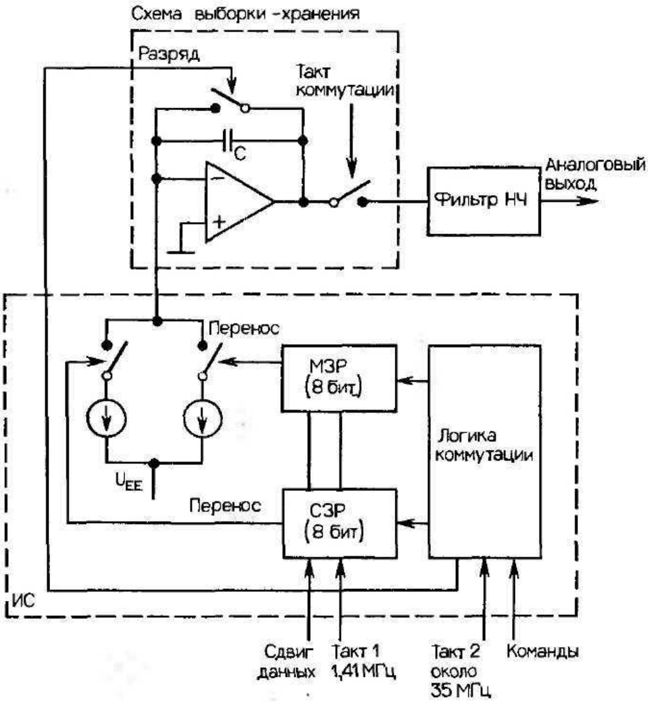


Рис. 17.3.10. 16-разрядный ЦАП CX-20017 с двойной интеграцией (фирмы Sony) [17.1].

ное частоте уменьшение затухания в полосе от 25 до 88 кГц компенсируется выходным аналоговым фильтром.

Сумма кодовых слов сигнала длиной 16 бит и слов коэффициентов длиной 12 бит образует выходное кодовое слово фильтра $16 + 12 \geqslant 28$ бит. Выдаются только 14 старших значащих разряда, что соответствует дополнительному квантованию на длину слов $N = 14$ бит. Теоретически это означает ухудшение отношения сигнал/шум на 12 дБ по сравнению с 16-разрядным кодированием. Приращение шума $\Delta SNR_1 = 6$ дБ компенсируется передискретизацией, остальное приращение $\Delta SNR_2 = 8{,}4$ дБ компенсируется размыванием спектра ("noise-shaping").

Относительный уровень шума самой микросхемы, состоящей из цифрового фильтра с квантованием 14 бит и 4-кратной передискретизацией и преобразователя спектра, в случае гармонических сигналов (в полосе частот B_0 до 20 кГц) составляет

$$SNR = 14 \times 6 + 1{,}76 + 6 + 8{,}4 = 100{,}2 \text{ дБ}.$$

ЦАП микросхемы TDA 1540 работает по принципу динамической подстройки элементов ("dynamic element matching", DEM), преобразуя 14-разрядные отсчеты с частотой дискретизации $f_A = 176{,}4$ кГц в аналоговые сигналы (ток) на выходе. Нелинейность ЦАП в диапазоне температур от -25 до $+50$ °С составляет 0,25 младшего значащего разряда, или $15 \cdot 10^{-6}$, что соответствует линейности 15-разрядного кодирования. Таким образом, расчетный относительный уровень шума ЦАП благодаря статистическому распределению ошибок линейности при максимальном уровне гармонического сигнала на входе составляет $15 \times 6 + 1{,}76 + 6 = 98$ дБ. Относительный уровень шума только фильтра и преобразователя (без квантования в ЦАП) составляет 95,9 дБ.

Встроенная схема **выборки–хранения** ЦАП сохраняет неизменным полученное значение в интервалах преобразования, что обеспечивает частотную характеристику

вида sinx/x с первой нулевой точкой на частоте f'_A = 176,4 кГц. Аналоговый выходной фильтр представляет собой НЧ-фильтр Бесселя 3-го порядка с частотой среза 30 кГц. Крутизна фронта характеристики пропускания фильтра 18 дБ/окт., затухание на частоте $4f_A$ = 176,4 кГц около 30 дБ. Такое небольшое затухание оказывается вполне достаточным, так как в полосе частот от 20 до 156 кГц работает цифровой фильтр, и зеркально-симметричные полосы 176 + 20 кГц подавлены на 18 дБ схемой выборки–хранения (частотная характеристика вида sinx/x). Таким образом, затухание высокочастотных составляющих спектра дискретизации составляет около 50 дБ.

17.3.8. Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП)

Требования, которым должен удовлетворять ЦАП:

- длительность преобразования меньше 5 мкс, (T_c < 5 мкс);
- собственный относительный уровень шума не хуже — 100 дБ;
- нелинейность преобразования (погрешность, обусловленная отклонениями от линейности) не больше 0,5 младшего значащего разряда (монотонная характеристика);
- изменения параметров преобразования при изменениях температуры окружающей среды и колебаниях напряжения питания должны быть не больше 7,5 x 10^{-6}.

Кроме того, требуется, чтобы сигналы управления выдачей данных были стабильными во времени (без дрожаний), допустимая временная нестабильность Δt_j < 1 нс. Существует несколько способов реализации ЦАП.

Двойной интегратор ("dual-slope")

Структурная схема двухканального звукового ЦАП, построенного по принципу двойного интегрирования, приведена на рис. 17.3.11. Соответственно кодовым словам два источника тока при соотношении 1:128 заряжают два интегратора, которые одновременно служат сглаживающими фильтрами. Кодовые слова вводятся последовательно с частотой /= 2 x 16 $\times f_A$ =1,41 МГц. В начале периода преобразования конденсатор C_A разряжается через полевой транзистор, работающий в режиме ключа. Зарядка конденсатора C_A в зависимости от длины кодовых слов может длиться от 102 t_2 до 367 t_2 (здесь $t_2 = 1/f_2$ соответствует такту 2). При частоте f_2 = 35 МГц длительность зарядки конденсатора $t_a \lesssim$ 10,5 мкс, что позволяет преобразователю работать в двухканальном режиме. При этом дополнительный мультиплексор коммутирует образованный сигнал непосредственно на выход, а в другом канале в это же время происходит зарядка конденсатора.

Модифицированная резистивная матрица

С помощью цепочки высокоточных резисторов производится пассивное деление тока с последовательным отношением 1:2:4:8:16... соответственно весу разрядов слова. Такое же деление тока можно осуществить с помощью активных цепей обратной связи с соответствующими резистивными или полупроводниковыми элементами, обладающими различными свойствами. Быстродействие дифференциальных усилителей, выполняющих функцию ключей, различно, поэтому коммутирующие импульсы на выходе имеют небольшие пики. Для их подавления на выходе часто включают

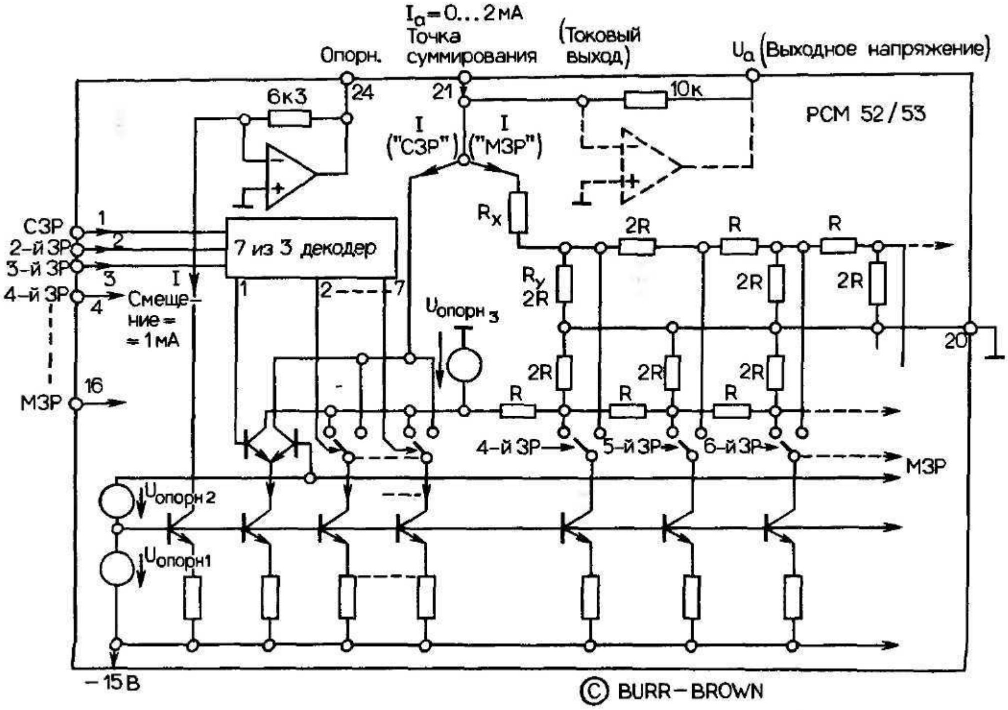


Рис. **17.3.11.** 16-разрядный ЦАП РСМ-52/53 (фирмы Burr-Brown) с модифицированной цепочкой R -$2R$ [17.13].

сглаживающий фильтр, который работает как схема **выборки–хранения,** отпирающая цепь лишь при установившемся сигнале.

На рис. 17.3.12 приведена структурная схема широко распространенного ЦАП с модифицированной резистивной матрицей R-$2R$. Три старших разряда декодируются отдельно и дают 8 ступенчатых значений тока $I_{СЗР}$ = 0... 1,75 мА. Оставшиеся 13 разрядов декодируются в другом преобразователе. Разряды 4-12 получаются путем деления тока I_0 одинаковых источников матрицей 2–$2R$. Разряды с 13-го до младшего значащего (включительно) получаются при использовании источников тока, работающих в режиме делителя с соотношением 1:2:4:8 (транзисторы с различной эффективной площадью эмиттера). Первый младший значащий разряд соответствует ступени тока 30 нА, настройка проводится с помощью цепочки резисторов $R_x - R_y$ без нарушения внутреннего отношения деления. Для того чтобы выдержать требуемую точность, мощность рассеяния ИС удерживается неизменной независимо от входного кодового слова. Эта мера позволяет свести термически обусловленные ошибки до значений меньше 0,0001%.

Преобразователь с динамической подстройкой элементов

Частный случай ЦАП, работающих по принципу взвешивания тока в соответствии 1:2:4:8:16..., представляет собой схемы с динамической подстройкой элементов ("dynamic element matching", DEM). Принципиальная схема используемых в таком преобразователе активных делителей тока ("swithed **currend divider"**, SCD) приведена на рис. **17.3.13,*а*.** Здесь кроме пассивного деления тока осуществляется еще зависимое от

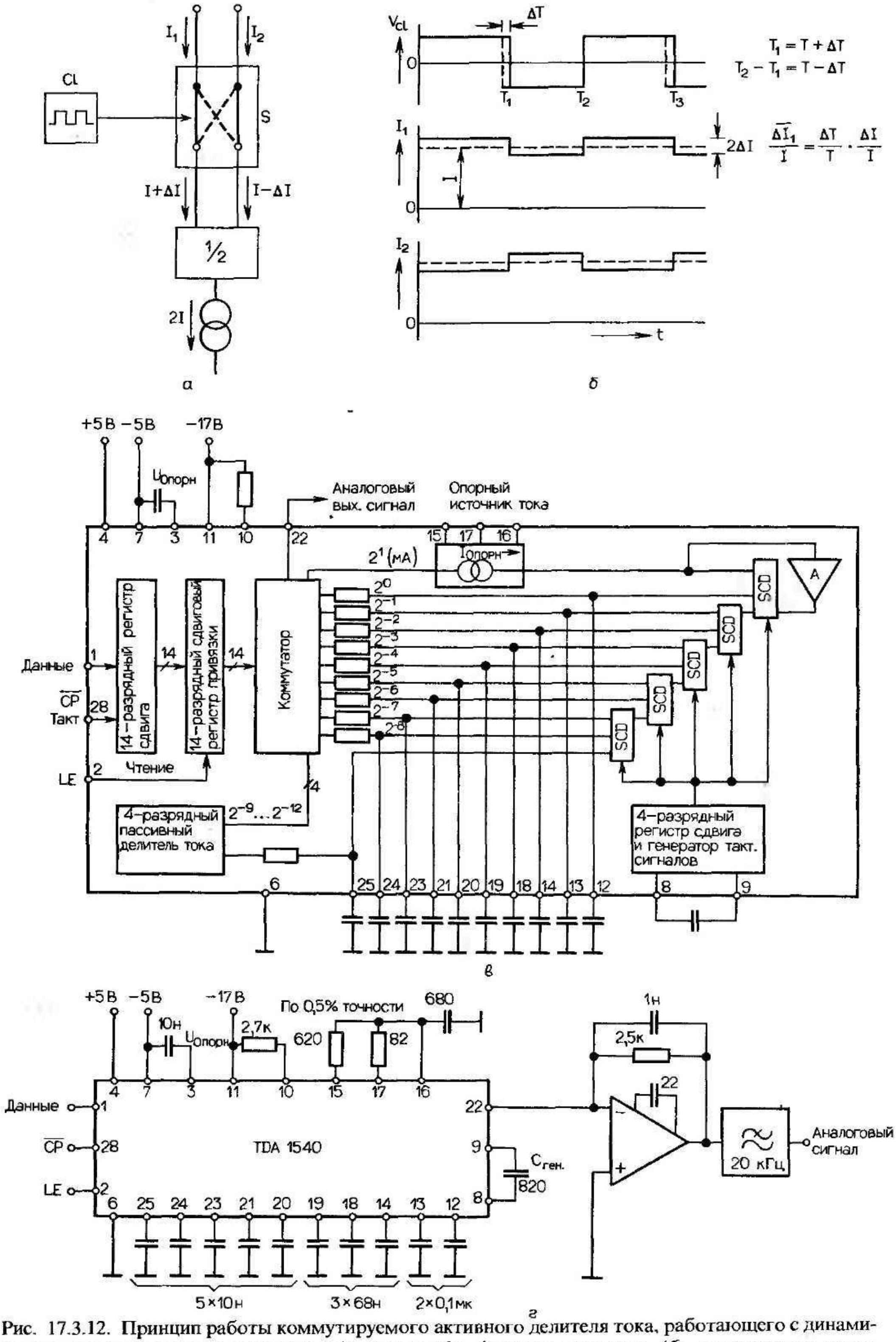


Рис. 17.3.12. Принцип работы коммутируемого активного делителя тока, работающего с динамическим согласованием элементов (*а*), временные функции сигналов (*б*), структурная схема 14-разрядного ЦАП TDA 1540 фирмы Volvo (*в*), схема включения (*г*) [17.9, 17.14].

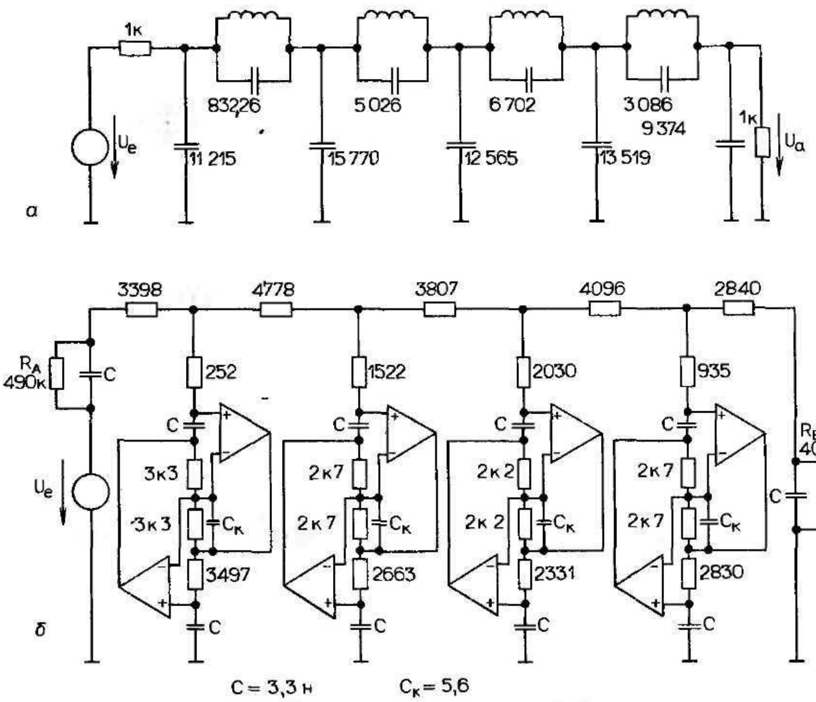


Рис. 17.3.13. ***LC*-фильтр** НЧ 9-го порядка с характеристикой Кауэра (а) и его активный эквивалент. (б).

времени переключение тока. Входной ток $2I$ делится на два составляющих тока J, и I_2:

$$I_1 = I - \Delta I, \quad I_2 = I + \Delta I. \tag{17.3.12}$$

Оба полученных тока в одинаковые отрезки времени $T/2$ пропускаются на два выхода, таким образом усредненные во времени выходные токи I_3 и I_4 точно равны току J:

$$\bar{I}_3 = \overline{(I_1 \cdot T/2 + I_2 \cdot T/2)} = I, \quad \bar{I}_4 = \overline{(I_2 \cdot T/2 + I_1 \cdot T/2)} = I. \tag{17.3.13}$$

Если отрезки времени пропускания двух токов не одинаковы (скважность коммутации не 1:1), то суммарная ошибка получает величину

$$(\Delta x/x) = (\Delta T/T)(\Delta I/I). \tag{17.3.14}$$

Свести эту ошибку до такой малой величины удается благодаря тому, что скважность последовательности обеспечивается с большой точностью довольно простыми средствами. Так, например, при $\Delta T/T = 0{,}01\%$ и $AI/I = 1\%$ остаточная ошибка $Ax/x = 0{,}0001\%$.

Структурная схема ЦАП, работающего по принципу динамической подстройки элементов (DEM), приведена на рис. 17.3.13,*б*. Ток на выходе каждого делителя имеет остаточную пульсацию, величина которой определяется неточностью коэффициента деления и пиками коммутирующих импульсов. Эту волнистость можно ликвидировать с помощью внешних сглаживающих конденсаторов. Поскольку каждый активный делитель тока требует для питания транзисторного ключа дополнительное напряжение

порядка 2 В, то последовательное включение нескольких делителей затруднительно. Выход из положения дают дополнительные делители, которые в одном каскаде позволяют реализовать два делителя с отношениями деления 1:1:2. Такой режим работы делителей достигается попеременным переключением четырех составляющих токов (входной ток делится на 4 составляющие). Кроме того, деление тока в отношении 1:2:4:8 позволяет в обычном делителе получить 4 младших значащих разряда.

17.3.9. Аналоговый сглаживающий фильтр

На выходе ЦАП всегда имеется управляемый по заданной программе переключатель коррекции. К нему подключается сглаживающий фильтр НЧ, который подавляет высокочастотные составляющие спектра модуляции и другие мешающие компоненты цифровых управляющих сигналов. В системах без передискретизации в этих целях используются обычно эллиптические фильтры высоких порядков (9 13) (фильтры Кауэра), АЧХ которых в полосе пропускания имеет определенную волнистость (волнистость реальных фильтров a_D составляет от 0,1 до 0,5 дБ). Вводимое фильтром затухание на частотах выше половины частоты дискретизации составляет $a_S \geqslant$ 60-80 дБ. Крутой срез частотной характеристики фильтра и ее волнистость в области пропускания вызывают фазовые искажения, что в свою очередь приводит к появлению выбросов на фронтах сигналов.

В качестве сглаживающих используются также пассивные **LC-фильтры** и активные звенья с частотно-зависимым отрицательным сопротивлением (frequency dependent negative resistance, FDNR) **[17.15–17.17]**. Принципиальная схема НЧ-фильтра Кауэра на **LC-элементах** и схема фильтра на элементах с отрицательным сопротивлением (FDNR) приведены на рис. 17.3.13. Реальный фильтр на элементах с отрицательным сопротивлением, выполненный по гибридной технологии, показан на рис. 17.3.14 и имеет следующие характеристики:

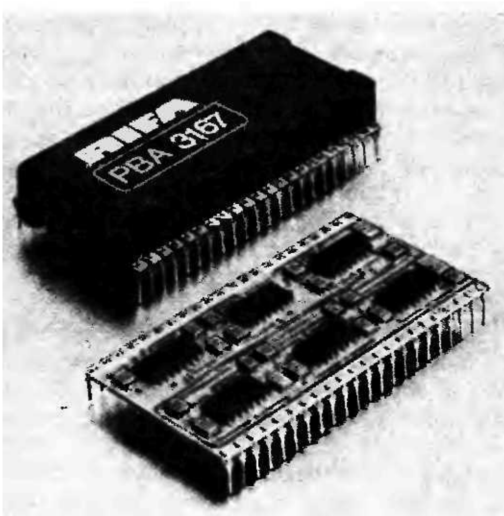
- полоса пропускания . . . . от 0 до 20 кГц, с неравномерностью частотной характеристики + 0,2 дБ;
- область непропускания . . . . выше 25 кГц, затухание не менее 80 дБ:
- отношение сигнал/шум . . . . ПОдБ;
- коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц . . . **0,02%;**
- групповое время задержки на частотах ниже 19 кГц . . . . не больше + 10 мкс (фазовая коррекция).

В системах с передискретизацией достаточно использовать фильтры с меньшей крутизной ската частотной характеристики, у которых лучше фазовые свойства. Такими являются, например, фильтры Бесселя (схема Sallen & Key).

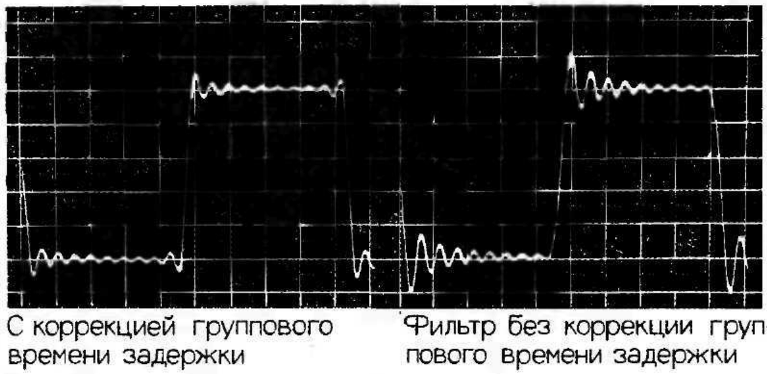
Апертурное затухание в ЦАП (или в сглаживающем фильтре) вследствие задержки на время хранения $T_{„}$

$$|H_A(f)| = \frac{\sin(\pi f T_H)}{(\pi f T_H)} = \sin\,(\pi f T_H), \quad \varphi_A(f) = \pi f T_H \text{ (рад)} \tag{17.3.15}$$

на частоте 20 кГц при $T_H = T_A$ составляет в среднем 3,2 дБ (— 0,75 дБ при $T_H - T_A/2$ и — 0,2 дБ при $T_H = T_A/4$).Схема апертурной коррекции совмещается обычно со схемой формирования частотной характеристики фильтра НЧ.



а

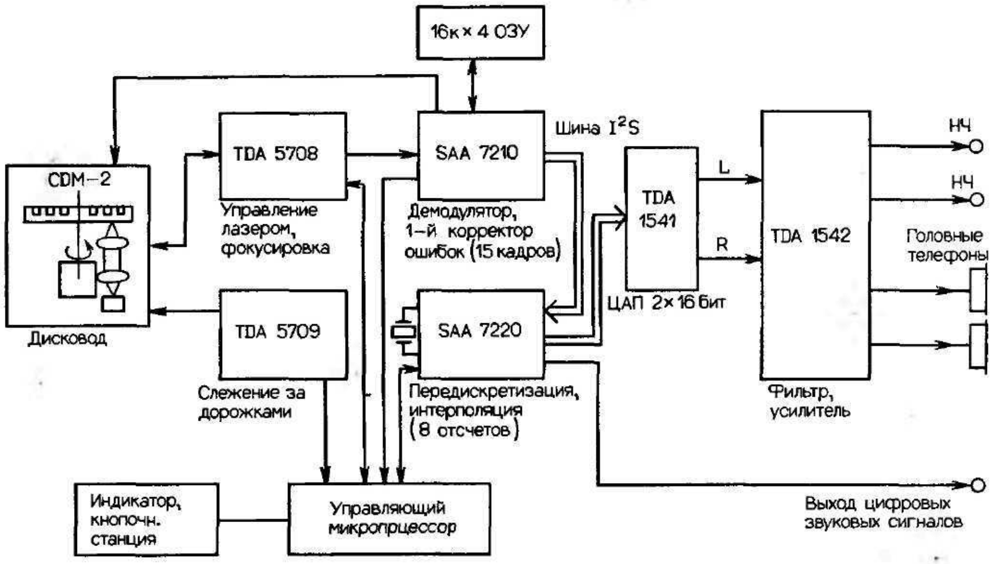


б

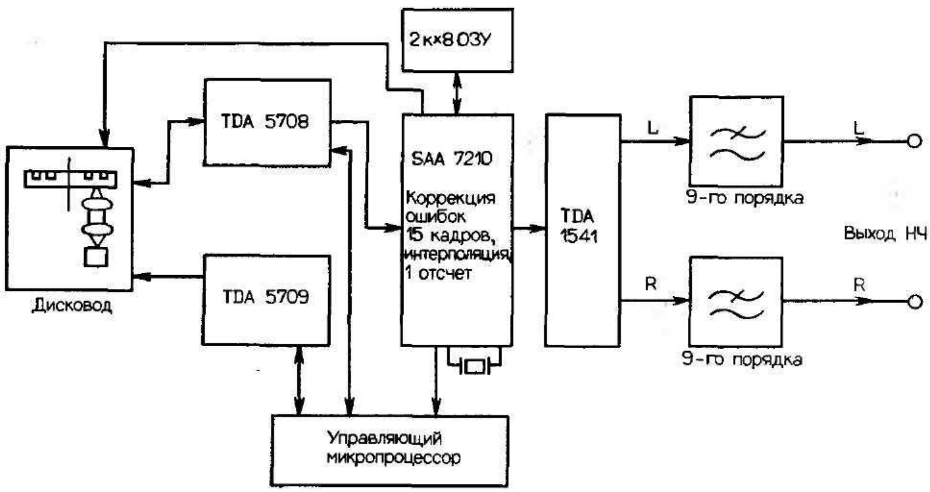
Рис. 17.3.14. **Входной/выходной** аналоговый активный фильтр НЧ цифровых звуковых систем, выполненный по гибридной технологии (а), прямоугольный импульс **при/без** фазовой коррекции (б) [17.17. 17.18].

17.4. Примеры схем

В проигрывателях компакт-дисков первого поколения устройства управления и обработки сигналов были дискретными и строились на стандартных ИС. В лазерных проигрывателях второго поколения (начиная приблизительно с 1984/1985 г.) уже применялись специально разработанные приводные механизмы и системы управления на логических ИС с устройствами коррекции ошибок и искажений, для которых разработаны соответствующие алгоритмы программного управления. В новых проигрывателях применяются специальные ЦАП и фильтры с улучшенной временной стабильностью параметров. Как правило, эти ЦАП работают с двух- или четырехкратной передискретизацией. Улучшенные алгоритмы позволяют с большей точностью проводить адресование фрагментов записи на диске, облегчают их поиск и доступ при многократно ускоренном вращении компакт-диска.



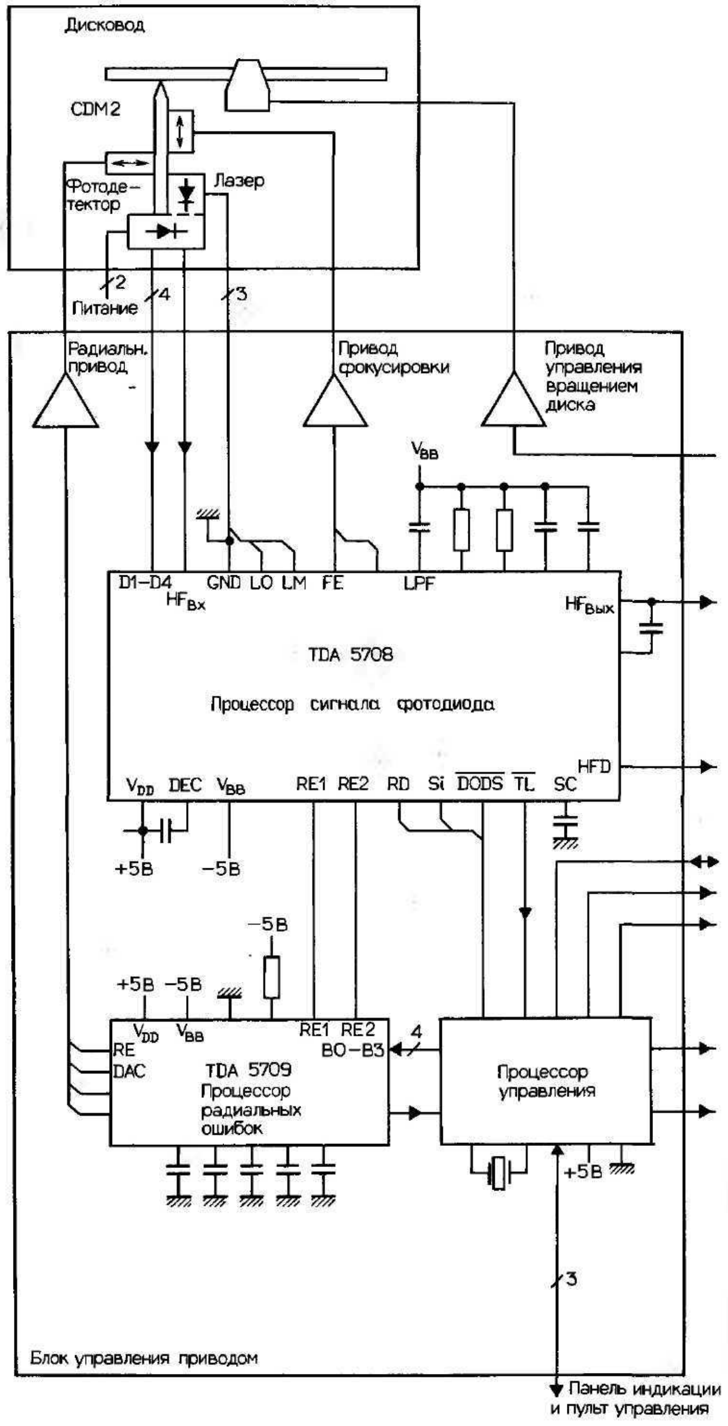
а



б

Рис. 17.4.1. Структурная схема современного проигрывателя компакт-дисков (*а*), удешевленный вариант (б) (разработка фирмы Volvo).

Обобщенная структурная схема проигрывателя цифровых компакт-дисков второго поколения приведена на рис. 17.4.1. Рассмотрим подробнее схемы узлов проигрывателя на рис. **17.4.2.**



Дисковод
CDM2
Фотоде-
тектор
Лазер
Питание
2
4
3
Радиальн.
привод
Привод
фокусировки
Привод
управления
вращением
диска
V_BB
D1–D4
HF_Вх
GND
LO
LM
FE
LPF
HF_Вых
TDA 5708
Процессор сигнала фотодиода
HFD
V_DD
DEC
V_BB
RE1
RE2
RD
Si
DODS
TL
SC
+5В
−5В
−5В
+5В
−5В
V_DD
V_BB
RE1
RE2
RE
DAC
BO–B3
TDA 5709
Процессор
радиальных
ошибок
Процессор
управления
+5В
3
Блок управления приводом
Панель индикации
и пульт управления

Узел приводного механизма (CDM2)

Приводной механизм смонтирован на шасси из пластмассы размерами 13 x 10 x 3 см, масса шасси 325 г. На этом же шасси смонтирован безынерционный качающийся рычаг (тонарм) с оптической системой воспроизведения, работающей по принципу одного луча. Для фокусировки луча используется однолинзовый сферический объектив с асферической пластмассовой насадкой и однолинзовым коллиматором. Вместо расщепляющей призмы установлено простое полупрозрачное зеркало.

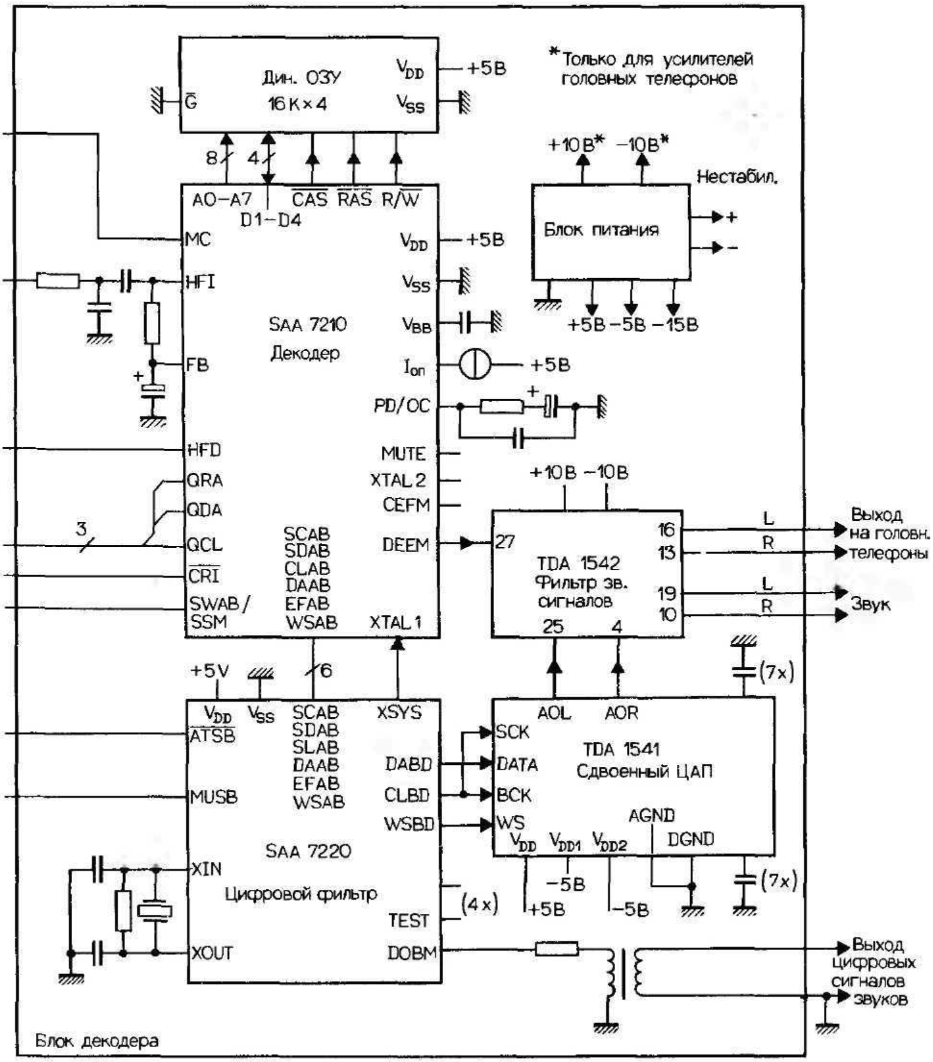


Рис. 17.4.2. Платы с ИС и другими элементами современного проигрывателя компакт-дисков.

Узел обработки сигнала на фотодиодах TDA 5708

Сигналы фотодиодов поступают на предварительный усилитель в ИС, в которой смонтированы также каскады автоматического регулирования усиления (АРУ) информационных сигналов (ВЧ) и сигналов регулирования привода (НЧ). В этой же микросхеме находятся детектор сигналов слежения за дорожками и эквалайзер информационного сигнала. ИС вырабатывает весь комплект сигналов для управления фокусирующим устройством и полупроводниковым лазером.

Узел слежения за дорожками TDA 5709

Обработанный в узле TDA 5708 сигнал слежения за дорожками (сигнал радиальной ошибки) дополняется компонентами для автоматического контроля за симметрией, начальными условиями и сигналом девиации частотой 600 Гц (постоянное смещение дорожки). Дополнительно микросхема вырабатывает сигнал слежения за дорожкой при быстрых переключениях направления движения диска (ускоренный поиск нужного фрагмента записи, повторы воспроизведения, паузы).

БИС помехоустойчивого декодера SAA 7210

Декодер кодов 8/14 EFM и Рида - Соломона CIRC на микросхеме SAA 7210 технологии *n*-МОП содержит:

- демодулятор с адаптивным сепаратором данных;
- процессор данных субкода (ускоряет выдачу дополнительной информации *Q* на главный процессор);
- декодер кода Рида - Соломона (коррекция групповых ошибок до 15 кадров);
- промежуточное ЗУ на 64 кадра для коррекции линейной скорости (детонации);
- каскад простого маскирования ошибок (интерполяция одного отсчета, повтор отсчета).

Блок обнаружения ошибок адаптивного кода с перемежением Рида - Соломона работает по принципу четырехступенчатого маскирования ошибок. Первые флаги ошибок дает декодер группового кода (8/14). В зависимости от полученной метки в каждом из двух декодеров Рида - Соломона происходит либо самостоятельная коррекция до двух поврежденных символов, либо коррекция стиранием до 4 символов (адаптивный декодер). На следующие схемы обработки поток данных поступает по шине I^2S.

БИС маскирования ошибок и передискретизации SAA 7220

В этой микросхеме осуществляется линейная интерполяция сигнала, содержащего до 8 (максимум) остаточных поврежденных отсчетов, следующих один за другим. При более длинных выпадениях перед маскированием удерживается последний корректный отсчет. Передискретизация $f'_A = 4f_A$ проводится с помощью трансверсального фильтра с n — 120, который уменьшает волнистость характеристики и увеличивает затухание в полосе запирания до 60 дБ. Эта же ИС обеспечивает плавный ввод и вывод сигналов в паузах старт-стопного режима, ослабляет сигнал на 12 дБ в режиме ускоренного поиска нужного фрагмента записи на диске. Кроме выхода на шину I^2S микросхема имеет также цифровой выход формата Philips/Sony.

Цифро-аналоговый преобразователь TDA 1541

Эта микросхема содержит два раздельных 16-разрядных преобразователя, работающих по принципу динамической подстройки элементов ("dinamic element matching", DEM). Максимальная скорость потока данных 6 Мбит/с, длительность перехода на + 1 младший разряд около 1 мкс.

Аналоговый выход TDA 1542

Схема рассчитана на два канала. Она содержит несколько операционных усилителей, которые позволяют подключать различные аналоговые фильтры. Кроме того, имеются посткорректор, схема приглушения сигнала и выходы для подключения головных телефонов к каждому каналу.

17.5. Сравнение различных способов коррекции ошибок

Ниже приведена таблица параметров коррекции и маскирования ошибок, реализованных в аппаратуре разных поколений. На рис. 17.5.1 приведена сравнительная

	1-е поколение	2-е поколение	1986 г.
Исправление пакетов ошибок	4 кадра	7–12 кадров	15 кадров
Промежут. синхронизация	4 кадра	4 кадра	64 кадра
Маскирование ошибок	Запирание	Мягкое запирание	(Мягкое запирание)
		Повтор отсчетов	Повтор отсчетов
	1 × Интерполяция	1 × Интерполяция	Многократная интерполяция

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ ДЕКОДЕР	ИСПРАВЛЕНИЕ (макс. 7 кадров)	ИНТЕРПОЛЯЦИЯ (1 отсчет)	ЗАПИРАНИЕ
SAA 7210 SAA 7220	ИСПРАВЛЕНИЕ (макс. 15 кадров)	ИНТЕРПОЛЯЦИЯ (8 отсчетов)	ЗАПИРАНИЕ

Рис. 17.5.1. Корректирующие возможности микросхем обнаружения и исправления ошибок I и II поколений [17.8].

таблица возможностей коррекции ИС первого поколения (корректор ошибок SAA 7020. схема маскирования SAA 7000) и типы микросхем. На рис. 17.5.2 в виде графиков даны результаты сравнения декодеров с различной стратегией коррекции ошибок.

В системах маскирования максимальная ошибка e_{max} возникает либо на максимуме сигнала, либо в области максимальной крутизны нарастания сигнала. При частоте дискретизации f_A для гармонических сигналов частотой / ошибка в самом неблагоприятном случае составляет:

без коррекции e_{max} -200%,

в схеме блокировки e_{max} -100%,

при повторах отсчетов e_{max} -628 (f/f_A) %,

при линейной интерполяции $e_{max} - 495\ (f/f_A)^2$ %.

Частотные зависимости остаточной мощности потерь для разных способов маскирования ошибок приведены на рис. 17.5.3.

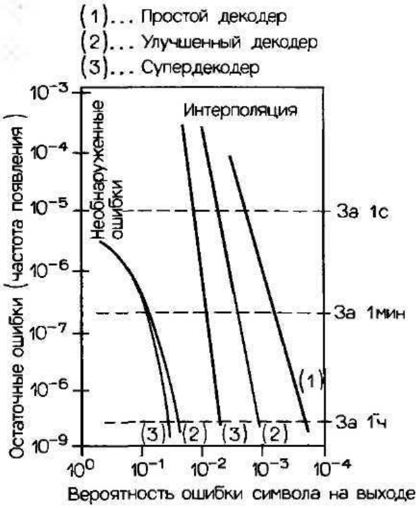


Рис. 17.5.2. Свойства декодеров разных стратегий при статистическом распределении ошибок (типовая вероятность входной ошибки 10^{-3}).

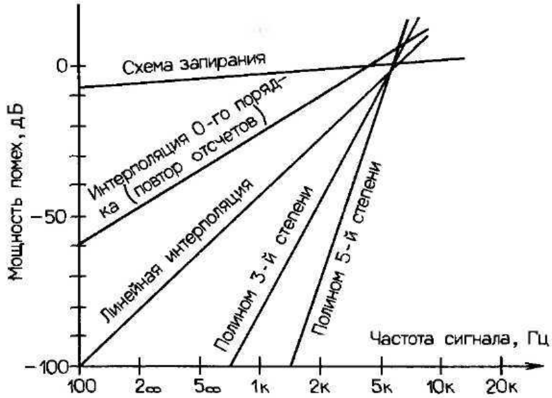


Рис. 17.5.3. Остаточная мощность помех в зависимости от частоты сигнала при разных способах маскирования ошибок: запирание, повтор отсчета, линейная интерполяция, полином 5-го порядка.

17.6. Сравнение способов преобразования цифра - аналог

Наиболее распространенные способы преобразования цифра - аналог:

- 14 разрядов, простая дискретизация;
- 16 разрядов, простая дискретизация;
- 16 разрядов, двухкратная передискретизация;
- 14 разрядов, четырехкратная передискретизация с обратной связью по ошибке;
- 16 разрядов, четырехкратная передискретизация;
- (16 + 2) разрядов, преобразование с плавающей запятой и передискретизацией;
- 18 разрядов, преобразование с передискретизацией;
- одноразрядная 256-кратная передискретизация (БИС III поколении).

17.6.1. Аналоговые фильтры

Результаты влияния эффектов апертуры ЦАП (схема выборки - хранения 0-го поридка, zero-oder hold) по всему периоду дискретизации $T' = 1/f'_A$ на амплитудно-частотную характеристику и необходимые фильтры для трех способов преобразования показаны графически на рис. 17.6.1.

	Передискретизация		
	нет	2-кратная	4-кратная
Ослабление на частоте 20 кГц в полосе пропускания	3,2 дБ	0,75 дБ	0,20 дБ
Граничная частота фильтра $f_в$	24,1 кГц	68,2 кГц	156,6 кГц
Ослабление на граничной частоте $f_в$	3,9 дБ	11 дБ	18 дБ
Аналоговый фильтр с ослаблением 70 дБ	≥9 пор.	≥4 пор.	~3 пор.

(17.6.1)

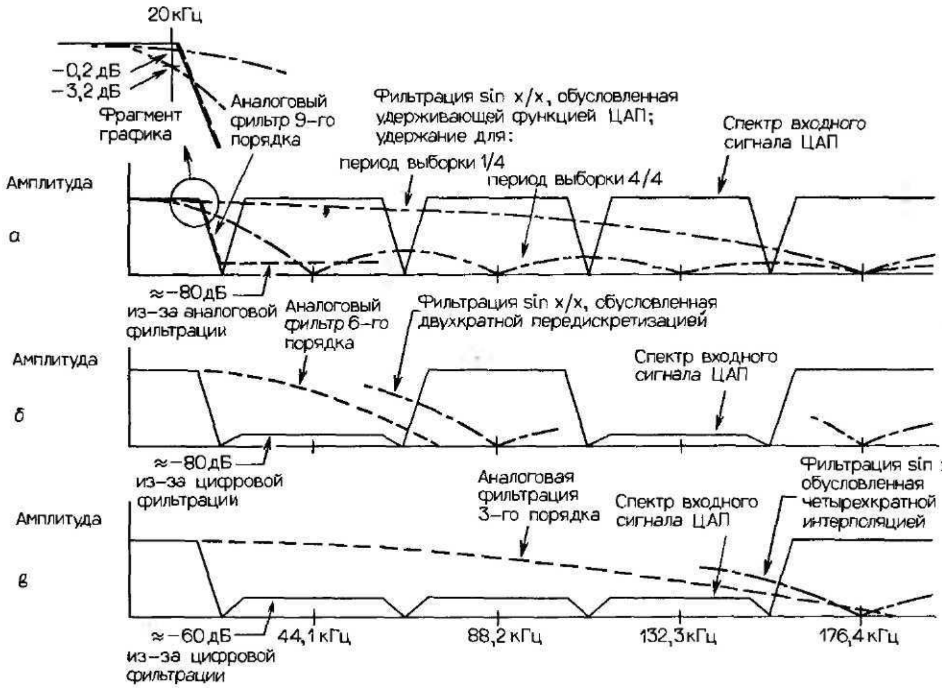


Рис. 17.6.1. Требуемые аналоговые фильтры с апертурной коррекцией для преобразования Ц/А: без передискретизации *(а)*, двухкратная передискретизация *(б)*, четырехкратная передискретизация (в) [17.8].

17.6.2. Достижимые отношения сигнал/шум

В идеальной системе с **ИКМ** максимально достижимое отношение сигнал/шум (SNR_0) в полосе частот B_0 определяется только числом квантованных значений амплитуд (N бит) и частотой **дискретизации** f_A (рис. 17.6.2,*а*) в процессе А/Ц преобразования. В системе компакт-диск при $N = 16$ бит $f_A = 44{,}1$ кГц и $B_0 = 20$ кГц максимально достижимое отношение сигнал/шум для гармонического сигнала составляет

$$SNR_0 = 16 \cdot 6{,}02 + 10\lg(44{,}1/40) + 1{,}76 = 98{,}5 \text{ дБ}. \qquad (17.6.2)$$

В реальных системах всегда присутствуют ограничивающие факторы, к которым относятся:

- конечная длина кодовых слов при цифровой обработке сигнала;
- нелинейности преобразования аналог/цифра и цифра/аналог;
- тепловой шум аналоговых элементов схем.

Модель системы для приближенного расчета шумовых свойств можно получить, если указанные мешающие факторы считать некоррелированными источниками шума с соответствующим спектром (рис. 17.6.2,*б*). Достижимое отношение сигнал/шум SNR_{max} представляется в виде геометрической суммы составляющих разных источников SNR_i

$$SNR_{max} = -10\lg\left(\sum_i 10^{-SNR_i/10}\right). \qquad (17.6.3)$$

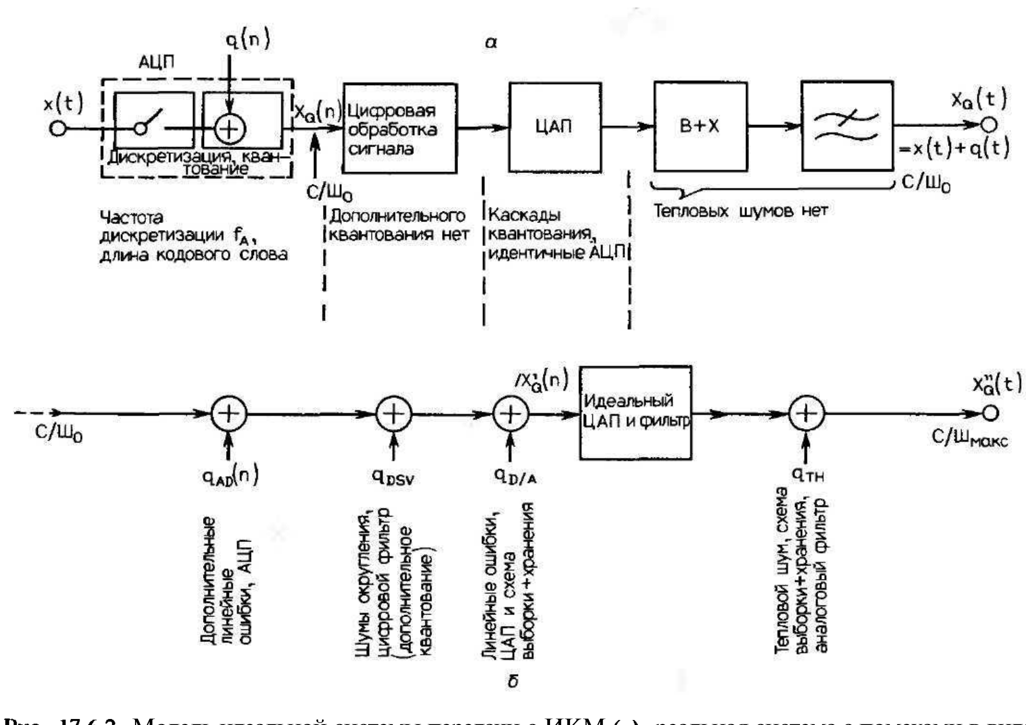
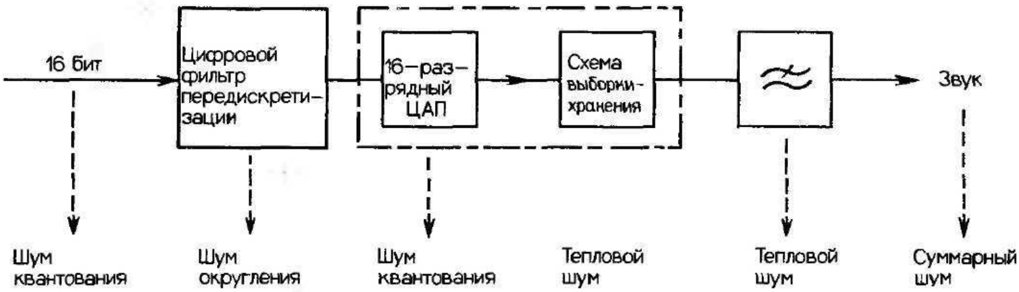


Рис. 17.6.2. Модель идеальной системы передачи с ИКМ (*а*), реальная система с помехами в виде некоррелированных источников шума (*б*).



Чисто аналоговая фильтрация	−98 дБ	–	−98 дБ	< −110 дБ	−90 дБ ... −100 дБ	−88,5 дБ ... −93,8 дБ
Частично цифровая фильтрация, 2-кратная передискретизация	−98 дБ	−101 дБ	−101 дБ	< −110 дБ	−100 дБ	−93,8 дБ
В основном цифровая фильтрация, 4-кратная передискретизация	−98 дБ	−104 дБ	−104 дБ	< −110 дБ	−110 дБ	−95,6 дБ
В основном цифровая фильтрация, 4-кратная передискретизация + обратная связь по ошибке, 14-разрядный ЦАП, точность ±1/4 МЗР	−98 дБ	−100 дБ	−98 дБ	< −110 дБ	< −110 дБ	−93,8 дБ

Рис. 17.6.3. Отношение С/Ш для различных систем воспроизведения компакт-дисков [17.8].

Нарушения линейности преобразования аналог–цифра и цифра–аналог при этом учитываются как дополнительное квантование с соответствующей частотой дискретизации. Реальные величины отношения сигнал/шум, которые могут быть достигнуты в системах с различной интерполяцией, приведены в таблице на рис. 17.6.3. Отметим попутно, что в 14-разрядном ЦАП фирмы Philips, работающем с передискретизацией, обеспечивается 15-разрядная линейность (ошибка линейности + 1/4 вместо + 1/2 младшего значащего разряда). Без этой меры отношение сигнал/шум, несмотря на интерполяцию, было бы на 6 дБ меньше.

17.7. Основные требования к системам преобразования цифра/аналог

17.7.1. Преобразователи Ц/А в мультиплексном режиме

Согласно стандарту на систему компакт-диска, дискретизация сигналов левого и правого стереоканалов должна производиться одновременно. Если данные на ЦАП двух каналов поступают со сдвигом во времени на ΔT, то между выходными сигналами

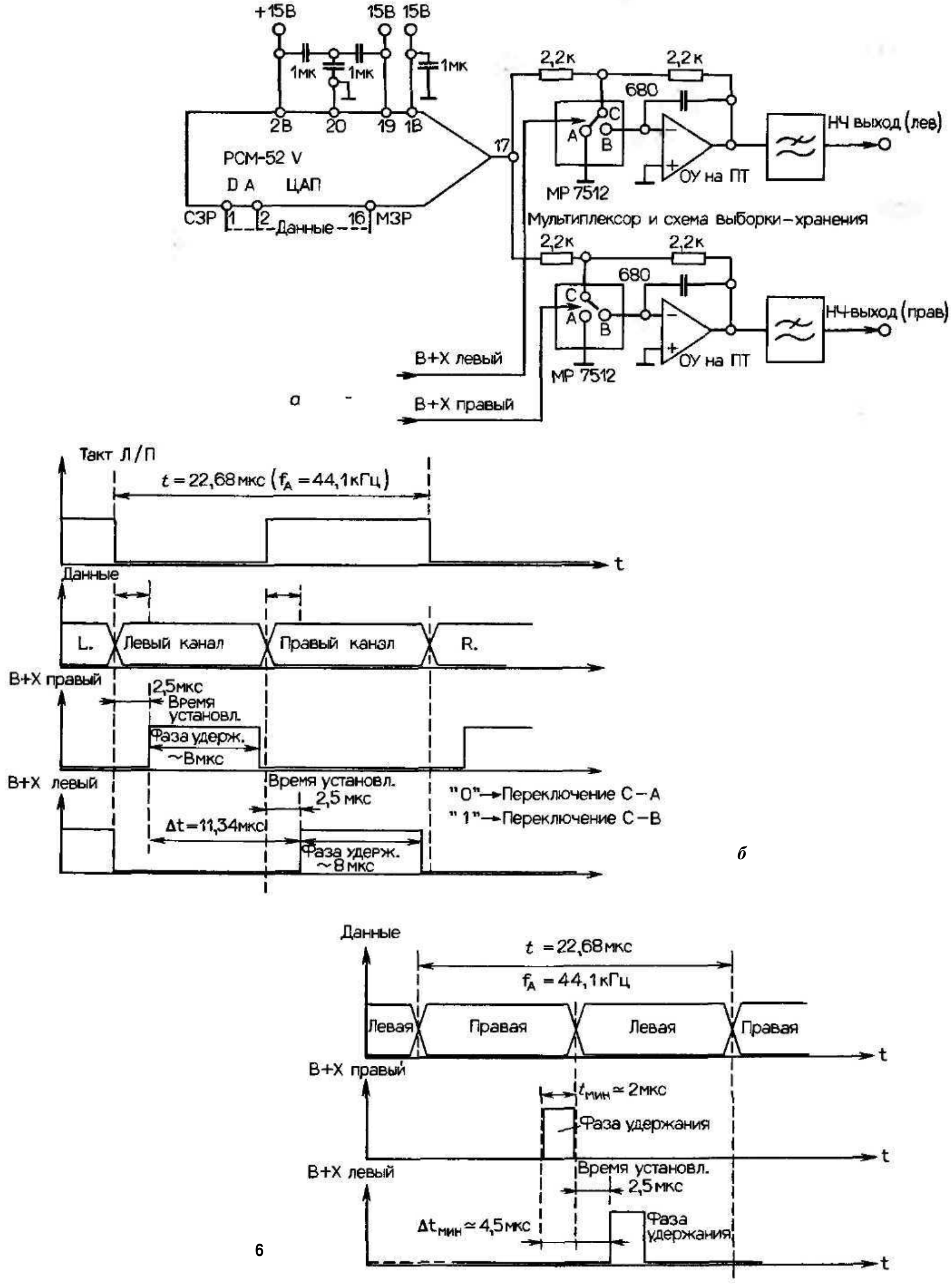


Рис. 17.7.1. Канал воспроизведения в проигрывателе компакт-дисков с мультиплексным **ЦАП** типа PCM-52V(G), управляющие сигналы (б), варианты снижения фазовых сдвигов левого и правого стереоканалов (в) [17.13].

возникает сдвиг по фазе, зависящий от частоты

$$\Delta\varphi = 360 \cdot f \cdot \Delta T (\text{град}). \quad (17.7.1)$$

В случае когда оба канала обслуживает один ЦАП, работающий с временным уплотнением, временной сдвиг в нормальных условиях составляет $\Delta T = T/2 = 11{,}3$ мкс, что вызывает фазовый сдвиг между сигналами левого и правого каналов $\Delta\varphi = 82°$ на частоте/= 20 кГц (рис. 17.7.1). Чередующиеся ИКМ-сигналы левого/правого каналов поступают на ЦАП. Поскольку за время установления, которое составляет около 3 мкс, на выходе ЦАП могут возникнуть кратковременные выбросы, то схема выборки - хранения включается лишь через 2,5 мкс после окончания преобразования. Благодаря тому что время установления ЦАП весьма мало, временной сдвиг AT между сигналами левого и правого каналов может быть меньше $T_A/2$. Для этого схема выборки - хранения одного канала должна включаться в конце периода дискретизации, а схема выборки – хранения второго канала – сразу в начале очередного периода дискретизации (рис. 17.7.1,*в*):

$$\Delta T_{\min} = 4{,}5 \text{ мкс} \rightarrow \Delta\varphi = 32 \text{ град/20 кГц}. \quad (17.7.1а)$$

Сократить временной сдвиг между сигналами можно следующими приемами:

- выбрав длительность удержания меньше $T/2$ и сдвигая один к другому моменты обращения отсчетов;
- применяя пере дискретизацию:
  2-кратную – $\Delta T \approx T'/2 \approx 5{,}7$ мкс; $\Delta\varphi = 41$ град/20 кГц,
  4-кратную – $\Delta T \approx T'/4 \approx 2{,}8$ мкс; $\Delta\varphi = 20$ град/20 кГц. **(17.7.1б)**
- применяя аналоговые фазовые фильтры;
- включив в один канал вторую схему выборки хранения, что позволит строго синхронно получать сигналы обоих каналов.

17.7.2. Дрожание фазы тактовых сигналов («джиттер»)

Быстрые колебания тактовых сигналов в ЦАП и схеме выборки-хранения, вызванные неравномерностью линейной скорости диска при воспроизведении («джиттер»), приводят к паразитной широтно-импульсной и фазовой модуляциям сигналов, т. е. к дополнительным искажениям. Если за паразитную девиацию моментов дискретизации принять величину Δt_{eff}, вызываемые ею частотно-зависимые искажения сигнала можно приближенно представить в виде ухудшения отношения сигнал/шум

$$\text{SNR}' = -20 \lg\left(\frac{2\pi}{\sqrt{3}} \cdot f \cdot \Delta t_{\text{eff}}\right) \ (\text{дБ}). \quad (17.7.2)$$

Для 16-разрядных систем при частоте сигнала 20 кГц максимально допустимая девиация тактовых сигналов составляет 200 пс. Практически реальная величина девиации 1 нс, что соответствует 6 младшим значащим разрядам.

17.7.3. Искажения максимальной скорости нарастания сигнала

Искажения скорости нарастания сигнала в ЦАП и подключенной к нему схеме выборки – хранения вызывают дополнительные частотно-зависимые нелинейные искажения. Их можно рассматривать как дополнительные паразитные составляющие спектра – гармоники сигнала d_n. При этом гармоники с частотой выше $f_A/2$, как боковые

составляющие частоты дискретизации f_A, попадают в полосу частот полезного сигнала

$$d_n \simeq \frac{[2\sin(\pi f T)]^2}{\pi \cdot n(n^2-4)} \cdot \frac{U}{U_{max}} \cdot \frac{T_{SR}}{T} \cdot 100(\%), \quad n = 3, 5, 7, \ldots, \tag{17.7.3}$$

$$T_{SR} = \mathrm{SR} \cdot U_{max}.$$

Здесь SR – **скорость** нарастания сигнала на нарастающем и спадающем фронтах (предполагается, что они одинаковы), T – **период** дискретизации, U - амплитуда сигнала, U_{max} – **максимальное** напряжение сигнала (предельное значение размаха сигнала). Используя эту формулу, можно видеть, что при частоте сигнала максимального уровня 20 кГц, T_{SR} = 1, коэффициент нелинейных искажений d_3 = 0,2%. Уменьшить эти искажения можно с помощью пассивного **RC-фильтра**, включенного на выходе ЦАП, или сглаживающего конденсатора со строго экспоненциальной характеристикой заряда, а также применяя операционный усилитель с большой допустимой скоростью нарастания сигнала SR (20 В/мкс).

17.8. ПЗУ на компакт-дисках

Постоянные запоминающие устройства на **компакт-дисках – ПЗУ-КД** ("read-only memory", CD-ROM) изначально были задуманы для хранения программ для ЭВМ и поэтому были рассчитаны только на воспроизведение содержащейся на дисках информации. По принципу действия, размерам и технологии серийного производства дисков система ПЗУ-КД для ЭВМ совершенно идентична системе записи звука на компакт-диски. Блок данных в обеих системах состоит из 2352 байт (в системе звукозаписи они распределяются следующим образом: 2 байта на отсчет, по 6 отсчетов на сигналы левого и правого стереоканалов в одном кадре, всего кадров в блоке 98). Таким образом, блок данных состоит из n = 2(6 + 6) x 98 = 2352 байт). Блок данных в системе ПЗУ-КД, состоящий также из 2352 байт, распределяется следующим образом: 2048 **байт – информационные** и 304 **байт – дополнительные**, используемые для адресации и защиты от ошибок (рис. 17.8.1). В таком виде сигнал данных, как бы «псевдозвуковой» сигнал, по обычному формату записывается на компакт-диск (помехоустойчивый код **Рида – Соломона**, код записи 8/14, субкоды P и Q для распределения сигнала по 99 «дорожкам»). При воспроизведении программы ПЗУ осуществляется обычное декодирование и коррекция ошибок (но без маскирования), затем восстановление исходного сигнала и, наконец, коррекция остаточных ошибок (рис. 17.8.2). Таким образом, теоретически система является комбинированной, позволяющей воспроизводить и звуковые, и «программные» (для ЭВМ) компакт-диски.

Объем памяти ПЗУ на компакт-дисках в режиме работы 1 (без защиты данных) составляют около 553 Мбайт (60 раз по 60 с, 75 блоков по 2048 байт в секунду, т. е. m = 60 x 60 x 75 x 2048 = 552,96 Мбайт). Время доступа к информации от 1 мс (переход между смежными дорожками) до 1 с (переход с внутренней дорожки на внешнюю). При использовании кода с защитой от ошибок остаточный поток ошибок составляет не более 10^{-12} (практически реально значение 10^{-16}) при потоке ошибок на самом диске 10^{-3}. На практике, когда такая высокая степень защиты от ошибок не требуется (например, в системах записи звука или видеосигналов), используется так называемый режим 2 со скоростью передачи данных 75 x 2336 = 175,2 кбайт/с = = 1,4 Мбит/с.

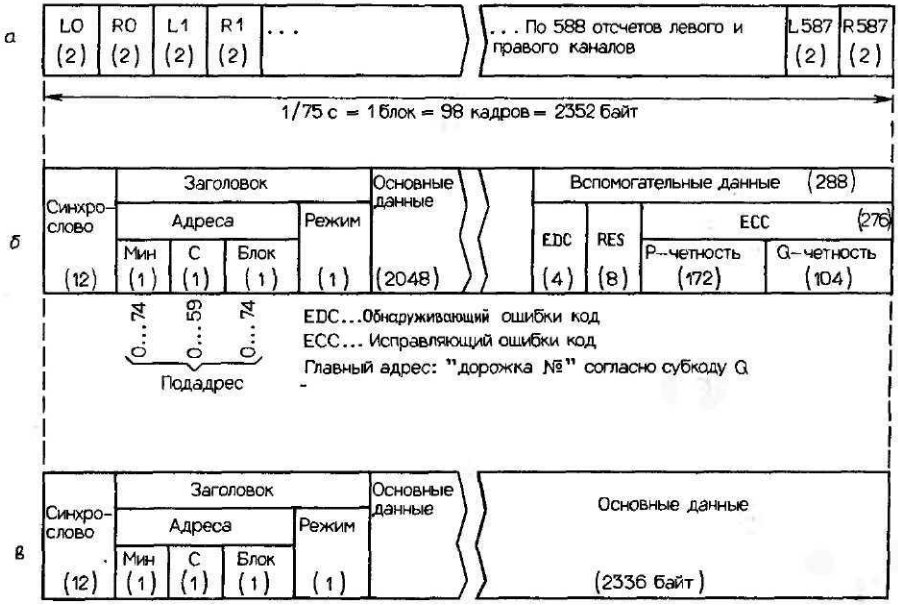


Рис. 17.8.1. Структура блока данных (без кодов Рида-Соломона, 8/14 и субкодирования) в проигрывателе звуковых компакт-дисков (*а*), ПЗУ на компакт-диске в режиме 1 (*б*), ПЗУ в режиме 2 (*в*). Числа в скобках указывают длину слов в байтах.

17.9. Универсальная система записи на компакт-диски «Интерактив»

Так называемая система **«Компакт-диск-I» («КД-интерактив»)** представляет собой универсальную систему записи и воспроизведения звуковых и видеосигналов, текстовых материалов, а также программ для микроЭВМ с процессором 68000 фирмы Motorola. В системе «Интерактив» используются компакт-диски стандартных размеров, формат **записи–специальный** (CD-ROM, режим 2). Этот формат существует в двух вариантах (рис. **17.9.1**):

- форма 1 предназначена для систем записи текстовых материалов, данных ЭВМ, сильно уплотненных сигналов изображения;
- форма 2 предназначена для систем записи в реальном масштабе времени звуковых сигналов и сигналов изображения.

Благодаря такой иерархии проигрыватели **компакт-дисков**, реализованные по варианту 1 (CD-I), могут воспроизводить компакт-диски любого формата записи, как показано на схеме рис. 17.9.2.

Скорость передачи данных в этой системе составляет **153,6** кбайт/с = 1,228 Мбит/с (форма 1) и соответственно 174,6 кбайт/с = **1,411** Мбит/с, максимальная длительность непрерывного воспроизведения компакт-диска – 72 мин. Для записи разнотипных сигналов (звук, видео, текстовые материалы) разработаны различные способы кодирования.

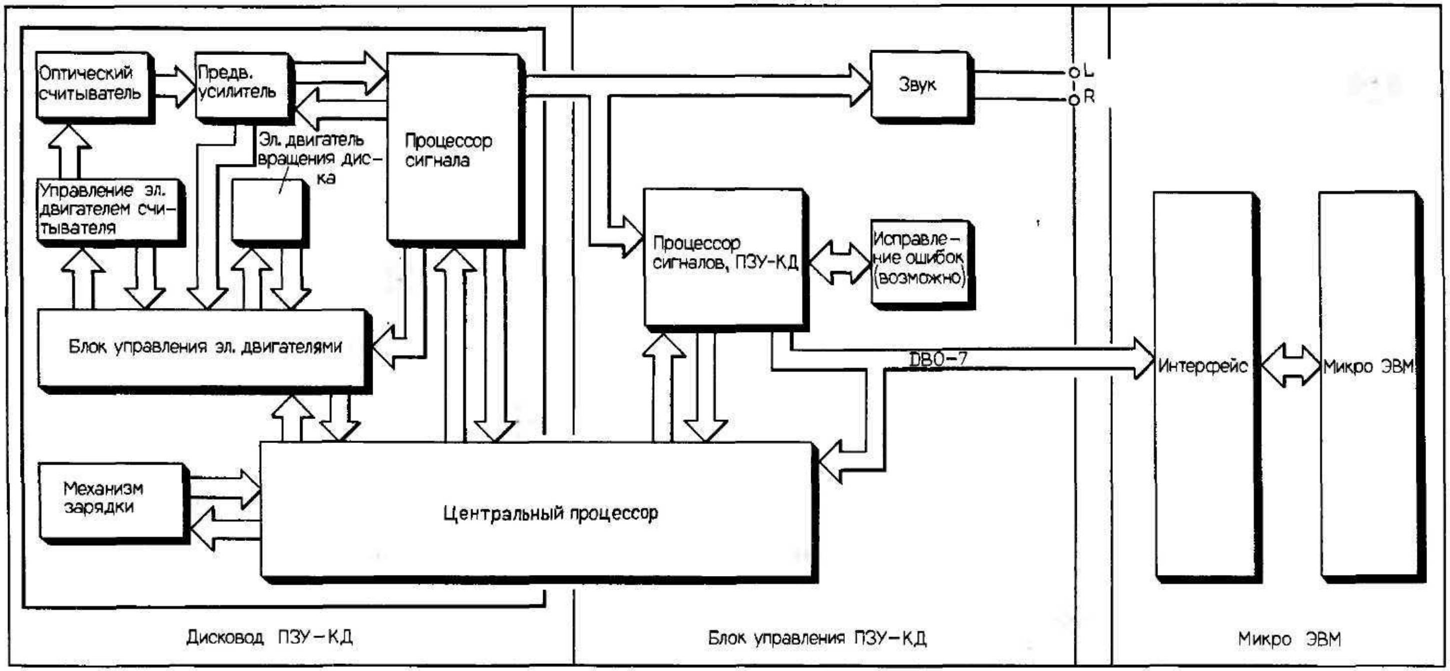


Рис. 17.8.2. Структурная схема устройства воспроизведения ПЗУ на компакт-диске [17.23].

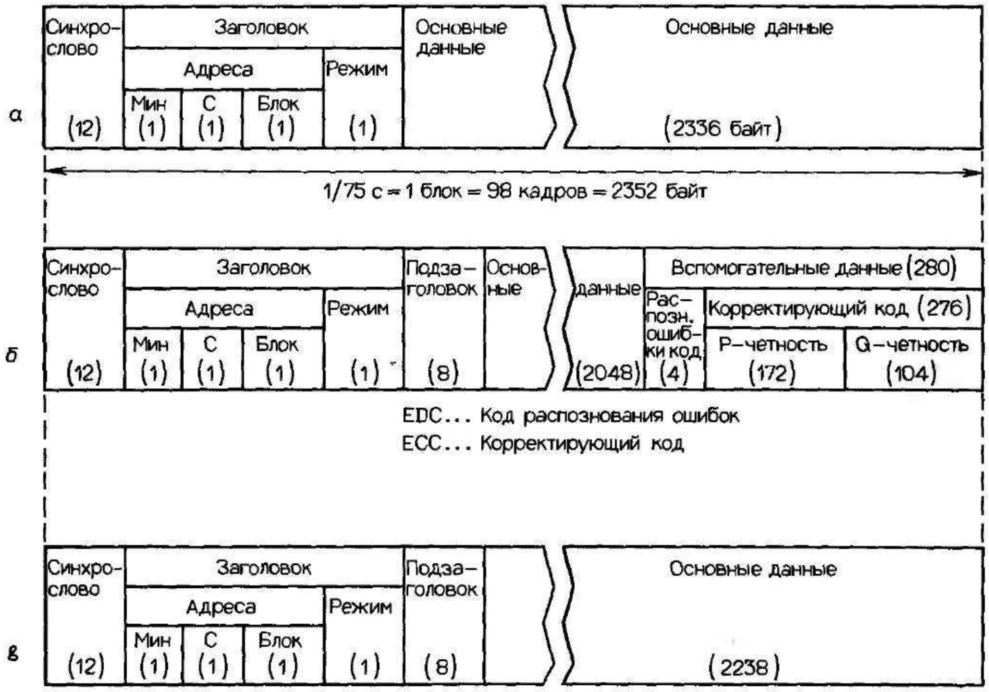


Рис. 17.9.1. Структура блока данных (без кодов Рида–Соломона, 8/14 и субкодирования) для ПЗУ на компакт-диске в режиме 2 (*а*), интерактивный КД формата 1 (*б*), интерактивный КД формата 2 (*в*). Числа в скобках указывают длину слов в байтах.



Рис. 17.9.2. Совместимость компакт-дисков различного назначения.

Запись звука

В зависимости от способа кодирования звуковые сигналы могут занимать от 100 до 6% общего потока данных. Остальная часть потока может использоваться для записи видеопрограмм, текстовых материалов (рис. 17.9.3). Максимальная частота дискретизации в системе по форме 1 снижена с 44,1 до 37,8 кГц, так как из предусмотренных для полезной информации 2352 байт на блок приходится только 2048 или 2318 байт. С целью сокращения потока данных для кодирования звуковых сигналов используется способ адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ADPCM). Из полученных отсчетов образуется весовой коэффициент сигнала, который сравнивается с собственно входным сигналом; затем по результатам этого сравнения проводится квантование сигнала и его передача. Алгоритм для расчета весового коэффициента изменяется в зависимости от вида сигнала.

Запись видеосигналов

Ограниченные самой системой скорость потока данных и емкость памяти позволяют записывать только неподвижные изображения. Разрешающая способность изображения системы ПАЛ составляет 384 x 280 элементов (в разрабатываемых системах ТВЧ разрешающая способность изображения ПАЛ составляет 768 x 560 элементов). Предусмотрены несколько классов качества воспроизводимых изображений:

- *Естественные изображения.* Запись ведется со сжатием потока данных до 108 кбайт/кадр способом дифференциального 4-разрядного кодирования яркостного и цветоразностных сигналов по формату 4:2:2; емкость записи на диске - 5500 кадров изображения; скорость воспроизведения с одновременным речевым сопровождением 1,5 кадр/с.
- *Высококачественные графические изображения.* Кодирование сигналов *R. G, B* (красного, зеленого, синего) по формату 5:5:5; скорость передачи данных около 108 кбайт, или соответственно 215 кбайт/кадр при 8- или 15-разрядном квантовании, емкость памяти до 2750 кадров при цветовой температуре 32 K, или 5500 кадров 256 тональностей цвета (нормальная разрешающая способность).
- *Графика.* Цветные справочные таблицы ("color look-up table", CLUT) 256 цветных тональностей, различные конфигурации кодирования (8 бит, 7 + 7 бит, 4 + 4 + 7 бит).
- *Мультфильм.* Кодирование с уплотнением потока данных и использованием укороченного кода (максимум 192, минимум 1), поток данных 10 кбайт/кадр при 256 цветовых тонов, максимальная скорость 17 кадр/с.

Кроме того, возможны разные видеоэффекты, например изображение в изображении, наплывы, сдвиги границ изображения и др. Стандарт изображений универсальный, т. е. позволяет воспроизводить цветные изображения по системам ПАЛ, СЕКАМ, НТСЦ. Правда, для каждой системы требуется соответствующий декодер в телевизоре. В принципе система может быть использована и в будущем для записи изображений телевидения высокой четкости (ТВЧ).

Запись текстовых материалов

- Объектный код ("Bit mapped text": 8 x 10 точечных матриц на каждый знак, 16 цветов, максимальная емкость записи 120 млн. графических знаков). Воспроизводимые знаки изменяться владельцем аппарата не могут. Способ кодирования зависит от назначения аппаратуры воспроизведения компакт-дисков, режимов ее применения, характера использования библиотечного фонда.
- Система «Текст» (2 байт на 1 знак, максимальная емкость памяти 300 млн. знаков), предназначенная для систем передачи и записи текстовой информации. Текст

Область применения	Кодирование	Квантование	Частота дискретизации	Верхняя граничная частота	Макс. отношение С/Ш 1 кГц	Макс. число каналов	Макс. длительность непрерывного воспроизведения	Доля макс. потока данных на канал
Звуковой КД (супер-класс качества)	PCM	16 бит	44,1 кГц	20 кГц	98 дБ	1 × стерео	72 мин	100%
КД-I А (грамзапись, высококачеств. воспроизведение музыки)	ADPCM	8 бит	37,8 кГц	17 кГц	~ 70 дБ	2 × стерео, 4 × моно	144 мин 5 ч	50% 25%
В (среднекачеств. воспроизведение музыки, УКВ-ЧМ радиовещание)	ADPCM	4 бит	37,8 кГц	17 кГц	~ 58 дБ	4 × стерео, 8 × моно	5 ч 10 ч	25% 12%
С1 (речь, АМ радиовещание на СВ)	ADPCM	4 бит	18,9 кГц	8,5 кГц	~ 42 дБ	8 × стерео, 16 × моно	10 ч 20 ч	12% 6%
С2 (речь, телефония)	Фонемное кодирование							<6%

Рис. 17.9.3. Параметры разных уровней кодирования звуковых программ в интерактивных компакт-дисках.

кодируется побуквенно (1 байт на 1 знак) с дополнительными атрибутами (цвет, размеры знаков, тип шрифта) I байт на 1 знак.

- Текст с кодированием знаков (например, по стандарту ASC II максимальная емкость памяти 600 Мбайт). Способ кодирования зависит от назначения системы или от фонетических требований кодирования речи. Разрешающая способность текстового материала 40 знаков/20 строк или 80 знаков/40 строк.

17.10. Цифровые видеодиски

Система цифровых видеодисков («CD-видео») является комбинированной системой, объединяющей в себе свойства системы компакт-диск (звуковые компакт-диски) и системы аналоговой записи телевизионных изображений на диски. Она позволяет также осуществлять смешанные записи, а именно аналоговым способом записывать изображения и цифровым – стереофоническую программу звукового сопровождения (квантование 16-разрядное, частота дискретизации 44,1 кГц). Проигрывающие устройства этой системы позволяют воспроизводить диски следующих форматов.

- Обычные цифровые компакт-диски диаметром 12 см с непрерывной длительностью воспроизведения 70 мин.
- Видеодиски ("CDV-single") диаметром 12 см с 20-минутной записью звуковых сигналов (с возможностью воспроизведения на обычных проигрывателях компакт-дисков) плюс дополнительно воспроизведение аналогового видеосигнала длительностью до 6 мин и записанного в цифровом виде сигнала звукового сопровождения (подложка и верхний слой дисков для отличия от дисков других систем окрашены в золотистый цвет). Запись звука на дисках занимает зоны диаметрами от 50 до 74 мм, начальная частота оборотов диска 500 об/мин, направление считывания от внутренней дорожки к внешней. Совместно записанные сигналы изображения и звука занимают зону диаметром от 78 до 116 мм, частота вращения 2250 об/мин (линейная скорость 11,5 м/с, направление считывания от внешней дорожки к внутренней).
- Видеоцифровые компакт-диски диаметром 20 см (CDV-EP, "extended play") с двадцатиминутной записью в аналоговой форме изображений и цифровой записью программы звукового сопровождения на каждой стороне диска, диски с рабочим слоем на обеих сторонах, начальная частота вращения 1500 об/мин, постоянная линейная скорость около 11,5 см/с, направление считывания от внутренней дорожки к внешней.
- Долгоиграющие видеодиски диаметром 30 см (CDV-LP, "longplay") с 60-минутной (максимум) записью в аналоговой форме сигналов изображения и цифровой записью сигналов звукового сопровождения на обеих сторонах диска.
- Обычные оптические (воспроизводимые лазерным лучем) диски диаметром 20 и 30 см с аналоговой записью сигналов изображения и звука.

Дополнительно к двум новым видеодискам диаметром 20 и 30 см, воспроизводимым при постоянной линейной скорости (CLV, "constant linear velocity"), предусмотрен такой же формат дисков, которые воспроизводятся при постоянной угловой скорости (с постоянной частотой вращения). Однако непрерывная длительность их воспроизведения вдвое меньше из-за реализации разнообразных эффектов: изменение темпа движущихся изображений, воспроизведение в прямом и обратном направлениях, воспроизведение неподвижных кадров изображения. Параметры звукового сигнала на дисках всех перечисленных форматов соответствуют стандарту системы компакт-диск: частота дискретизации 44,1 кГц, квантование линейное 16-разрядное, запись звука стереофоническая. В отличие от формата CD-I видеодиски для систем ПАЛ и НТСЦ различны, сигналы несовместимы. Электрические параметры сигналов аналоговой записи: полоса частот 5 МГц (с неравномерностью- 3 дБ), сигнал/шум 48 дБ.

18. Системы передачи и записи сигналов с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ)

18.1. ИКМ-приставка к видеомагнитофонам

Для записи в цифровой форме двухканальных звуковых сигналов со скоростью потока 2...3,5 Мбит/с можно использовать существующие видеомагнитофоны: профессиональные с полосой частот 5 МГц и бытовые с полосой частот 3,5 МГц. Для этого преобразованные в цифровую форму звуковые сигналы вместе со вспомогательными цифровыми сигналами преобразуются в ИКМ-приставке к видеомагнитофону в псевдовидеосигнал (неполный телевизионный сигнал без синхроимпульсов) и в таком виде записываются на магнитную ленту.

Для бытовой аппаратуры видеозаписи уже предложен единый формат записи (стандарт EIA-J, STC-007 для системы НТСЦ и стандарт STC-008 для систем ПАЛ и СЕКАМ), рис. 18.1.1. Этими стандартами предусмотрены дискретизация с частотой 44,1 кГц, 14-разрядное квантование, введение предкоррекции и чередование сигналов двух каналов.

НЧ-каналы	2	Защита от ошибок	*b*-смежный код, перемежение
Область частот	макс. 20 кГц	Исправление ошибок	CRCC Генераторный полином $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + x^0$
Частота дискретизации	44,056 кГц (NTSC) 44,100 кГц (ПАЛ/СЕКАМ)	Избыточность	54,3%
Квантование	14-разрядное равномерное	Общая скорость передачи данных	2,642 Мбит/с (NTSC) 2,625 Мбит/с (ПАЛ/СЕКАМ)
Предыскажения	Переключаемые, 50 мкс + 15 мкс	Кол-во ИКМ-строк данных на поле ТВ изображения	245 + 1 (NTSC) 294 + 1 (ПАЛ/СЕКАМ)
Дискретизация	Поочередно (начиная с левого канала)	Данных на одну ТВ строку	6 слов данных по 14 бит 2 слова четности по 14 бит 1 слово CRCC из 16 бит
Код преобразования	Двоичный дополнительный код по модулю 2 (БВН)	1 управляющее слово на поле	Вводные данные 56 бит Идентификация 14 бит Адреса 28 бит Управление 14 бит Код CRCC 16 бит

Рис. 18.1.1. Системные параметры японского стандарта EIA-J (форматы псевдовидеосигнала для записи на видеомагнитофон ИКМ звуковых сигналов).

Тип системы	R-DAT					
Режим	DAT				Исходная запись на ленте	
Параметры	Номинальное	Опт-1	Опт-2	Опт-3	нормальная	расширенная
Число каналон	2	2	2	4	2	2
Частота дискретизации, кГц	48	32	32	32	44.1	44,1
Кнантование (бит/отсчет)	16	16	12 нелинейных		16	16
Формат ленты				Рис. 10		
Скорость ленты, мм/с	8,150	8,150	4,075	8,150	8,150	12,225
Скорость передачи данных, Мбит/с	2.46	2,46	1,23	2,46	2,46	2,46
Линейная плотность записи кбит/с	61,0	61,0	61,0	61,0	61,1	61,1
Код испранления ошибок	Двойной код Рида–Соломона $C_1:(32, 28, 5)$ $C_2:(32, 26, 7)$					
Способ модуляции				8–10		
Избыточность, %	37,5	58,3	37,5	37,5	42,6	42,6
Скорость данных субкода, кбит/с	273,1	273,1	136,5	273,1	273,1	273,1
Код ID, скорость данных, кбит/с	68,3	68,3	34,1	68,3	68,3	68,3
Размеры кассеты, мм				73 × 54 × 10,5		
Максимальная длительность записи, мин	120	120	240	120	120	80
			(Толщина ленты 13 мкм)			
Число дорожек			1 (Наклонно-строчная запись)			
Ширина дорожки, мкм		13,591			13,591	20,41
Ширина магнитной ленты				3,81 (+0, −0,02)		

Рис. 18.2.1. Параметры систем R-DAT и S-DAT (цифроной магнитной записи звука с

S-DAT				
DAT				Исходная запись на ленте
Номи-иальное	Опт-1	Опт-2	Опт-3	
2	2	2	2 × 2	2
48	32	32	32	44,1
16	16	12 нелинейных		16
Рис. 12				
47,6	31,7	23,8	47,6	43,7
2,4	1,6	1,2	1,2 × 2	2,205
64	64	64	64	64
Двойной код Рида–Соломона C_1:(29, 27, 3) C_2:(40, 32, 9)				
8–10				
36	36	36	36	36
128	85,3	64	64 × 2	117,6
10	6,66	5	5 × 2	9,19
86 × 55,5 × 9,5				
90	135	180 (Толщина ленты 10 мкм)	90	98
20 + 2 (Продольно-строчная запись)				
80				
3,81 (+0, −0,02)				

вращающимися и неподвижными головками).

18.2. Кассетный магнитофон с ИКМ-преобразованием

18.2.1. Формат цифровой записи S-DAT

Для цифровых магнитофонов продольно-строчной записи ("stationary head digital audio tape", S-DAT), в которых используются неподвижные магнитные головки и магнитная лента в кассете или на катушке, в 1985 году был предложен проект международного стандарта (рис. 18.2.1).

Как правило, используется магнитная лента с металлизированным рабочим слоем. Информация одного НЧ-канала записывается на 20 параллельных дорожек (ширина дорожки 65 мкм, расстояние между дорожками 15 мкм, рис. 18.2.2); благодаря такому разделению полосы частот канала скорость магнитной ленты может быть небольшой. Применение магнитных головок, изготавливаемых по новой технологии (магниторезистивные, интегральные тонкопленочные), и магнитных лент с намного улучшенными свойствами позволило уменьшить рабочую скорость ленты до 4,75 см/с; при этом непрерывная длительность записи на одной кассете увеличилась до 90 мин.

18.2.2. Формат цифровой записи R-DAT

В отличие от первого (продольно-строчного) формата цифровой записи, существующий второй формат наклонно-строчной записи реализуется с помощью вращающихся магнитных головок ("rotary head digital audio tape", R-DAT). Несмотря на невысокую (меньше 1 см/с) линейную скорость магнитной ленты, относительная скорость головки/ленты очень большая (больше 3 м/с).

Международный стандарт системы R-DAT, предложенный в 1984 г. (рис. 18.2.1 и 18.2.3), предусматривает использование кассеты размерами 7,3 x 5,4 x 1.05 см. Непре-

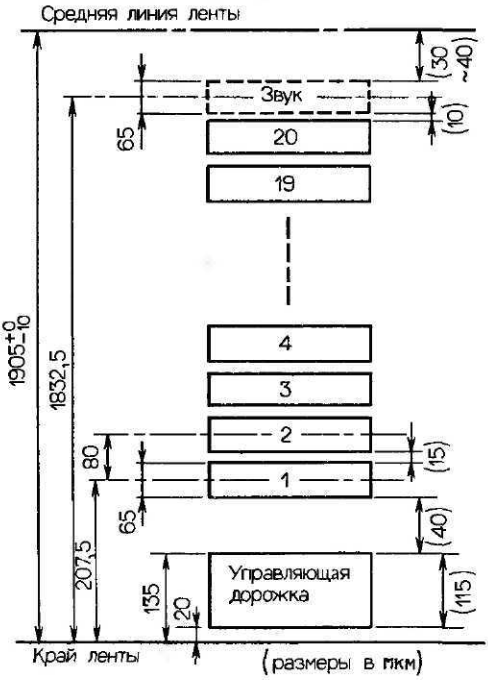


Рис. 18.2.2. Расположение дорожек на ленте в цифровой системе магнитной записи с неподвижными головками (S-DAT) [18.2].

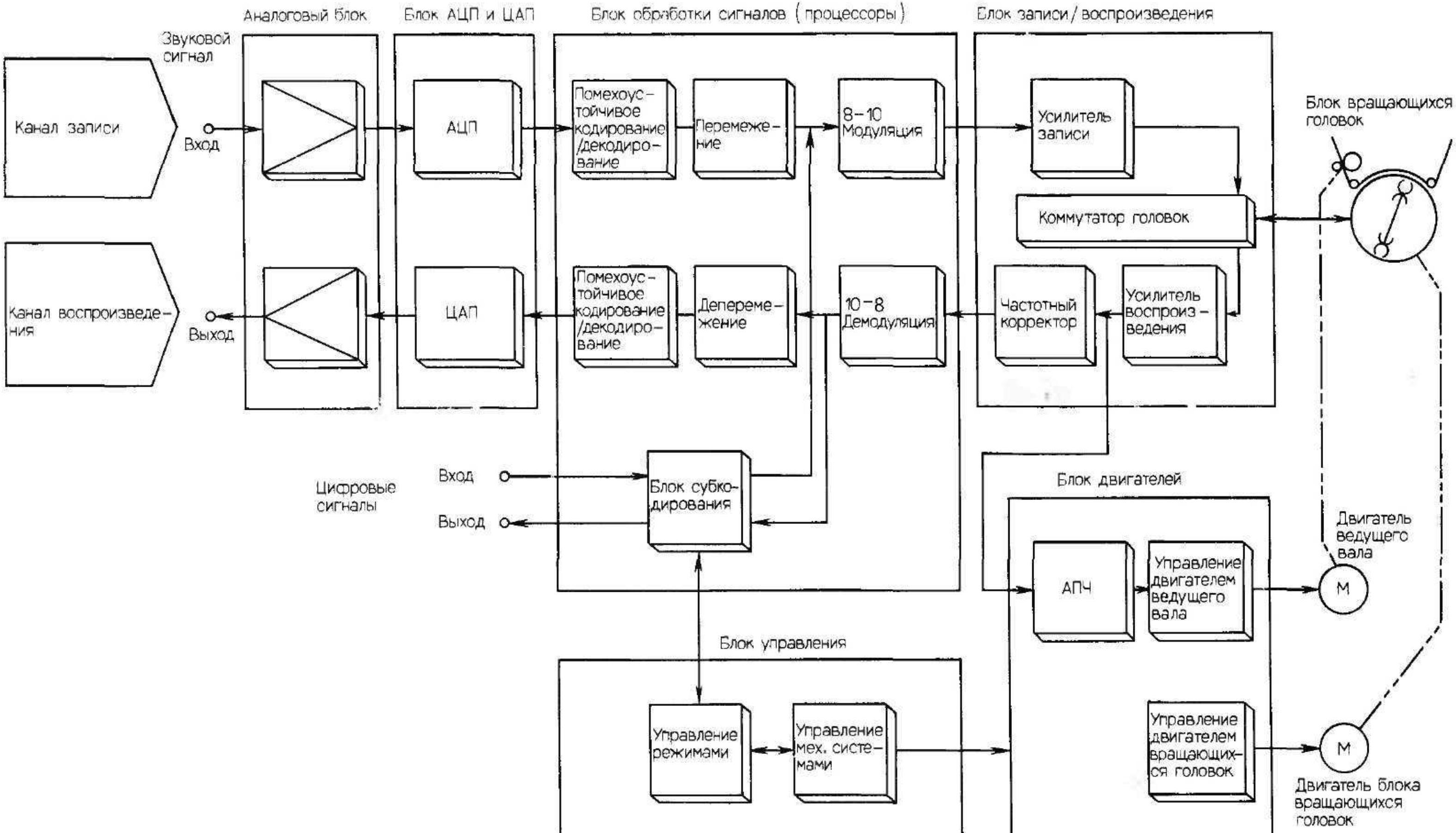


Рис. 18.2.3. Структурная схема устройства магнитной записи с вращающимися головками (R-DAT) [18.2].

рывная длительность записи на кассете – 80 или 120 мин. Магнитная лента шириной 3,81 мм огибает неподвижный барабан под углом 90°. Диаметр барабана 30 мм, головки вращаются внутри барабана.

Для уменьшения переходных прониканий сигналов с дорожки на дорожку зазоры смежных головок наклонены в разные стороны под углом 20° к направлению движения ленты. В системе слежения за дорожками (automatic track finding «автотрекинг») используются два блока сигналов на каждую дорожку. К числу достоинств системы автотрекинга относится и то, что она позволяет сделать конструкцию видеомагнитофона компактной (переносные автомобильные кассетные видеомагнитофоны) и обеспечивает возможность поиска нужного фрагмента записи при скорости ленты до 200 раз превышающей номинальную рабочую скорость. Стандартом предусмотрены три частоты дискретизации сигналов: 48, 44,1 и 32 кГц; при этом частота 44,1 кГц должна использоваться только в каналах воспроизведения (совместимость сигналов, защита от «видеопиратства»). Квантование 16-разрядное линейное, для записи длительных программ допускается возможность нелинейного 12-разрядного квантования, а также снижение вдвое относительной скорости лента/головки. Предусмотрен отдельный канал для записи дополнительной служебной информации. Скорость потока данных в этом канале 273 кбит/с, что примерно в 4,6 раза больше, чем в канале субкода системы компакт-диск.

Общий вид цифровой видеофонограммы, размеры и расположение дорожек записи на ленте показаны на рис. 18.2.4. Один кадр (зона ИКМ) содержит 128 блоков. ИКМ-сигналы левого и правого стереоканалов объединяются в группы из четных и нечетных отсчетов и по диагонали записываются на магнитную ленту (перемежение, рис. 18.2.5). Для промежуточной записи используется твердотельное ЗУ емкостью 2 x 64 кбит. Защита от ошибок обеспечивается применением двухступенчатого кода Рида – Соломона. На первой ступени (С1) код 32,28 с кодовым расстоянием $d_{min} = 5$ дает проверочное слово P и позволяет корректировать на этом этапе до 2 ошибок или надежно опознавать до 4 ошибок. Вторая ступень (С2) по коду 32,26 дает проверочное слово Q и при кодовом расстоянии $d_{min} = 7$ позволяет корректировать до 3 ошибок или 6 стертых символов. Интерполяция сигнала возможна даже в самом неблагоприятном случае, когда потери сигнала доходят до 50% (рис. 18.2.6).

Защита от незаконного копирования

В сентябре 1987 г. фирмы-изготовители компакт-дисков и органы защиты авторских прав высказали пожелание о принятии дополнительных мер для защиты электронными средствами цифровых видеофонограмм на дисках и магнитных лентах от незаконного копирования. С этой целью предложено выделение части спектра звукового сигнала (Copy Code) из видеофонограммы-оригинала (на компакт-диске, на магнитной ленте) с помощью режекторного фильтра (центральная частота 3838 Гц, полоса + 100 Гц). Специальная схема в канале записи копии должна распознавать эту исключенную часть спектра и прекращать запись. Имеются и другие компромиссные предложения, реализация которых позволила бы, например, проводить одноразовую перезапись способом «цифра-цифра».

18.2.3. Видеозапись на ленту шириной 8 мм

Система магнитной видеозаписи на ленту шириной 8 мм (так называемая «Система Видео-8») реализована в виде скомпонованных в одном блоке передающей телевизионной камеры и видеомагнитофона. Такой комплекс аппаратуры позволяет записывать на магнитную ленту шириной 8 мм как видео-, так и звуковую программу в двух вариантах: либо по одному каналу с ЧМ, либо по двум каналам с ИКМ

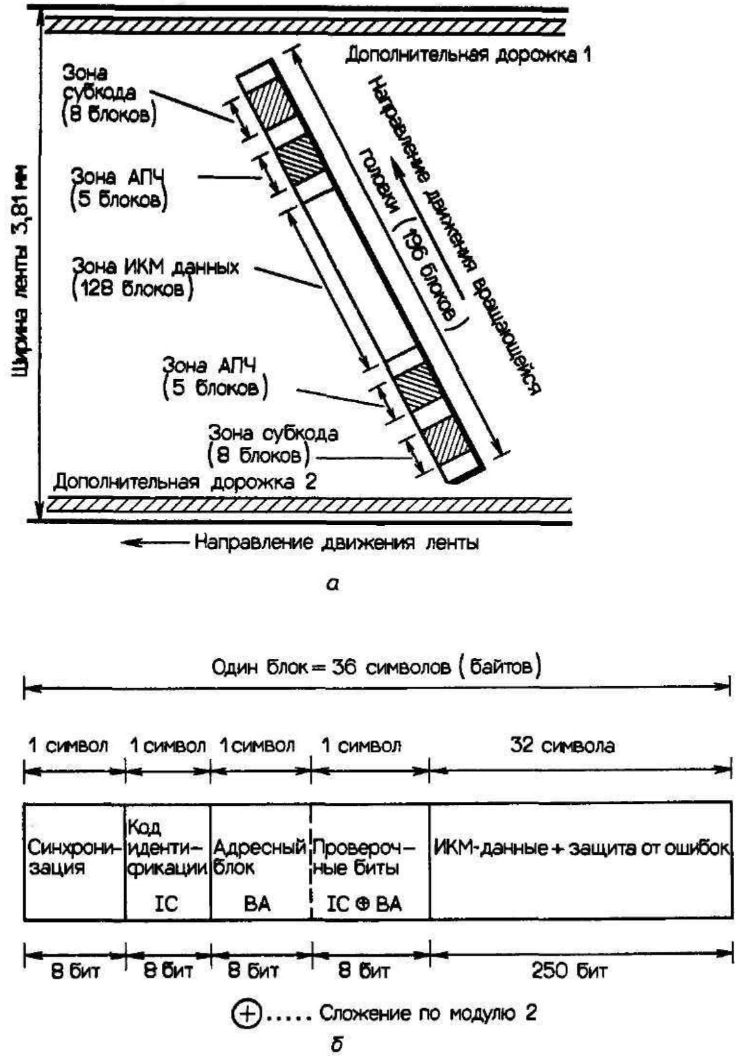
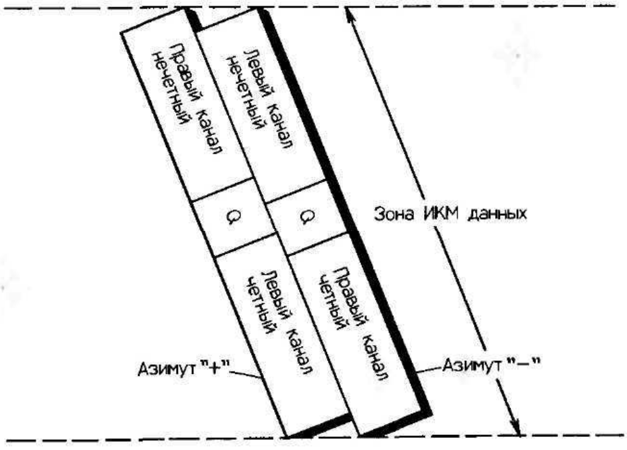
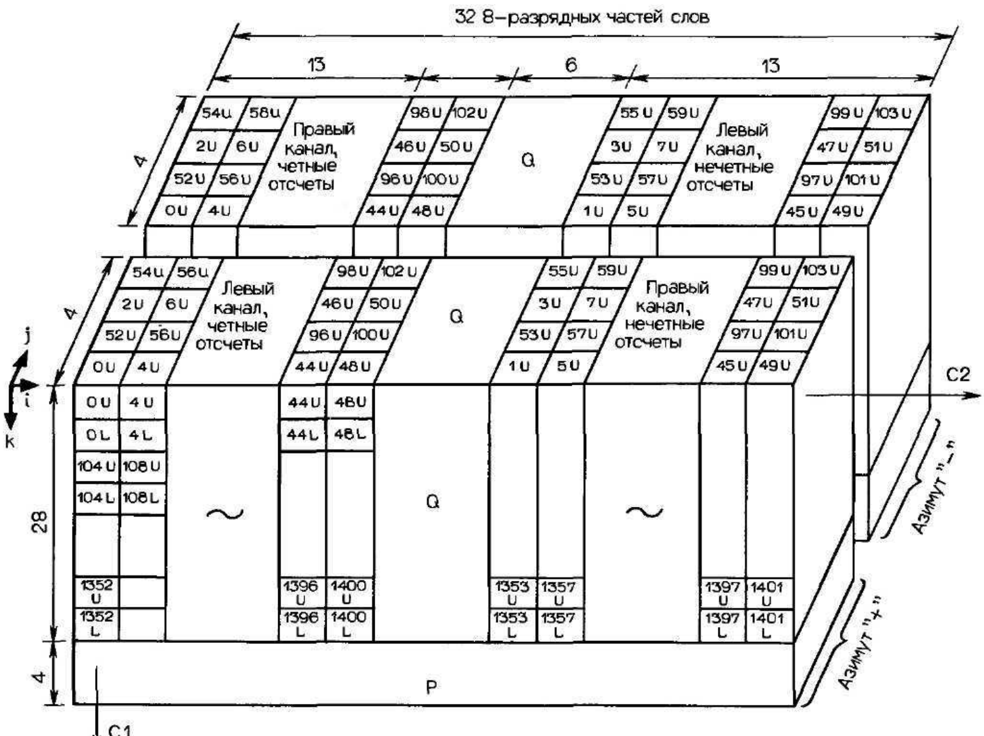


Рис. 18.2.4. Расположение дорожек на ленте в системе R-DAT (*а*) и структура блока данных (б) [18.3].

(рис. 18.2.7). Перед записью сигналы НЧ сжимаются аналоговым компандером в отношении 2:1, дискретизируются с частотой 31 кГц и линейно квантуются с точностью 10 разрядов на отсчет. Затем полученные сигналы повторно компандируются уже цифровым компандером, который обеспечивает более экономичное цифровое представление с точностью 8 нелинейных разрядов на отсчет. Динамический диапазон сигнала на выходе составляет 88 дБ, нелинейные искажения – около 0,5%, полоса частот – от 20 Гц до 15 кГц. Помехоустойчивый код с перекрестным перемежением ("cross interleave code", CIC) позволяет из 8-разрядных слов получить проверочные слова *P* и *Q*, из которых с помощью кода Рида–Соломона (CRCC) выделяется защитное слово, используемое при воспроизведении как флаг ошибок (рис. 18.2.8 *а*).

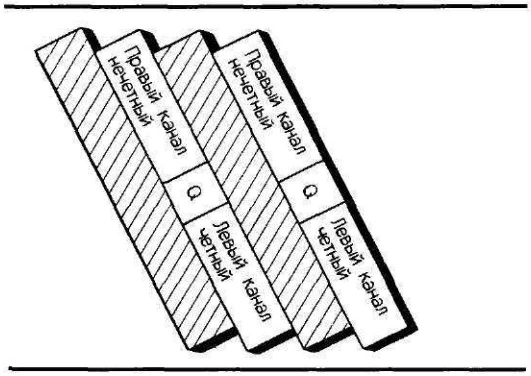


а



б

Рис. 18.2.5. **Перемежение** отсчетов (о), организация перекодирующей памяти для перемежения и перекрестное образование проверочных слов P для C_1-и Q для C_2-**помехоустойчивого** кода (*б*) [18.4].



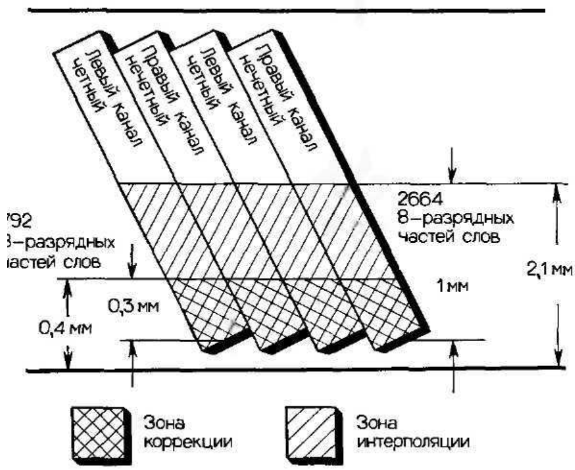


Рис. 18.2.6. Эффективность исправления пакетов ошибок.

Система 6-канальной записи звука с ИКМ

Японские фирмы Sony и Hitachi совместно разработали систему 6-канальной записи звука с **ИКМ** на содержащуюся в кассете магнитную ленту шириной 8 мм. Размеры кассеты 9,5 x 6,25 x 1,5 см. В системе используется также способ двойного компандирования, но запись по шести каналам ведется на всю ширину магнитной ленты (рис. 18.2.8,*б*).

18.3. Цифровое спутниковое радиовещание

Связные и вещательные искусственные спутники Земли, разработанные в ФРГ, наряду с телевизионными программами позволяют в одном уплотненном канале передавать в цифровой форме сигналы 16 программ стереофонического радиовещания. Обобщенная схема спутниковой системы цифрового радиовещания приведена на рис. 18.3.1.

Частота дискретизации звукового сигнала в системе - 32 кГц. Используется также слоговый цифровой компандер, который преобразует 16-разрядные равномерно квантованные исходные цифровые сигналы (дополняемые до 21 разряда) в поблочно кодированные с точностью 14 разрядов на отсчет с плавающей запятой. Состоящий из

Параметр	NTSC	CCIR (ПАЛ)
Длительность записи (непрерывной)	90 мин.	60 мин.
Число каналов НЧ	2	2
Угол охвата головки лентой	26,32°	26,29°
Аналоговый компандер	Фикс. коррекция, коэфф. сжатия 2:1	
Частота дискретизации	31,5 кГц ($f_A = 2f_H$)	31,25 кГц
Квантование	10-разрядный линейный перекодируется в 8-разрядный нелинейный	
Корректирующий код	Код с перекрестным перемежением (P- и Q-слова четности на каждые 8 слов данных) и CRCC-код (16 бит) $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + x^0$	
Код обнаружения (CRCC)	Максимум 16 полных блоков, остаточная ошибка $\leqslant 2^{-16}$ для $\geqslant 18$ блоков	
Код исправления ошибок (CIC)	1 блок из 24	1 блок из 28
Состав блока	8 × (1 адрес + 8 данных + P + Q) + 16 CRCC = 104 бит	
Скорость передачи данных	5,796 Мбит/с (DR = 368 f_H)	5,750 Мбит/с
Записываемый сигнал	Троичная модуляция (+1,0, −1) («бифазная»)	

Рис. 18.2.7. Параметры системы цифровой записи звука в видеомагнитофонах с лентой шириной 8 мм (Video-8).

3 бит масштабный коэффициент указывает, в какой амплитудной области находится наибольший отсчет из каждых 64, переданных в данном блоке (за 2 мс). Значение масштабного коэффициента соответствует изменению усиления вдвое, т.е. сдвигу сигнального разряда на одну позицию. Таким образом сдвигается вся информация до знакоопределяющего разряда, благодаря чему при малых амплитудах сигнала передаются 15-й и 16-й биты (и остальные до 21-го) кодовых слов канального кодирования (рис. 18.3.2). На стороне приема все разряды в соответствии с весовым коэффициентом сдвигаются в исходные позиции; при этом для высоких уровней разрешающая способность составляет 14 или 15 разрядов на отсчет, для остальных сохраняется разрешение в 16 разрядов на отсчет. Степень мешающего влияния неопознанных поврежденных разрядов ограничивается амплитудами, соответствующими масштабному коэффициенту.

Далее формируются два главных кадра: *A* (стереоканалы с 1-го по 8-й) и *B* (стереоканалы с 9-го по 16-й), которые следуют с частотой 32 кГц. В эти кадры объединяются по одному 14-разрядному отсчету от каждого из 16 каналов, разряды защиты от ошибок и дополнительная информация. Длина главных кадров-320 бит

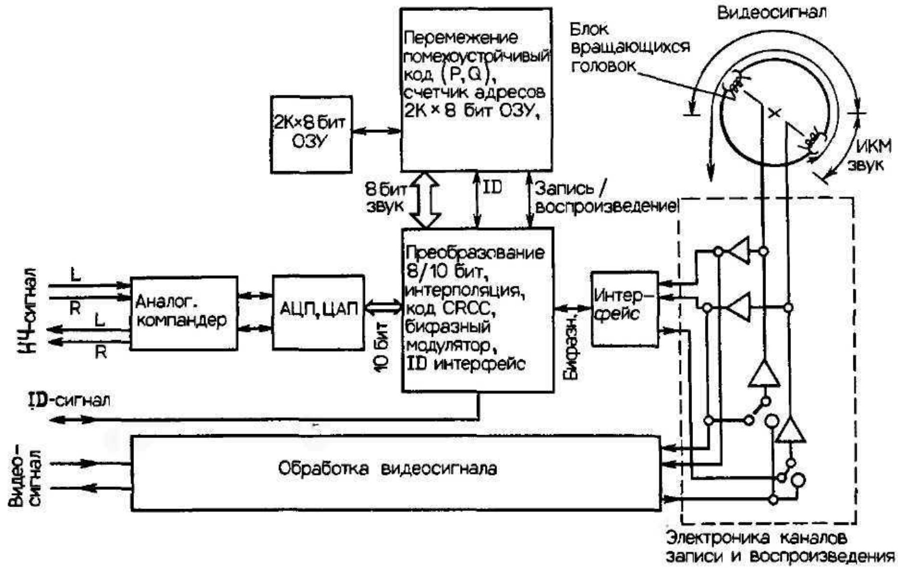


Рис. 18.2.8, а. Структурная схема видеомагнитофона Video-8 с каналом цифровой записи звука.

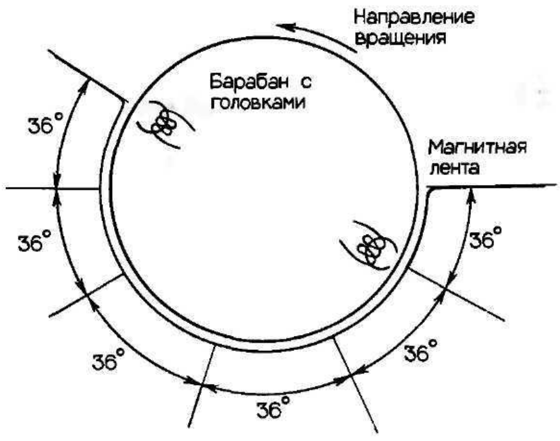


Рис. **18.2.8, *б*.** Распределение участков дорожки при 6-канальной цифровой записи звука (блоком вращающихся головок).

(рис. 18.3.3). Один главный кадр разделен на 4 блока по 77 разрядов, которые с перемежением собираются в два кодовых слова длиной по 154 бит. 64 главных кадра составляют сверхкадр (период повтора 2 мс). Разряд дополнительной информации каждого 77-битового слова образует в сверхкадре 64-битовое слово, в составе которого передаются масштабный коэффициент (42 бит) и дополнительная информация *PL* Служебный бит каждого главного кадра образует в сверхкадре 64-битовое слово, из которого 48 бит служат для обозначения содержания программы *PA*. Таким образом обозначается режим передачи (моно/стерео), вид программы (всего их может быть 16) и характер звука (речь/музыка). Кроме того, эти же биты несут информацию о громкости передаваемого звукового материала и коэффициенте сжатия динамического диапазона, которые можно регулировать на стороне приема.

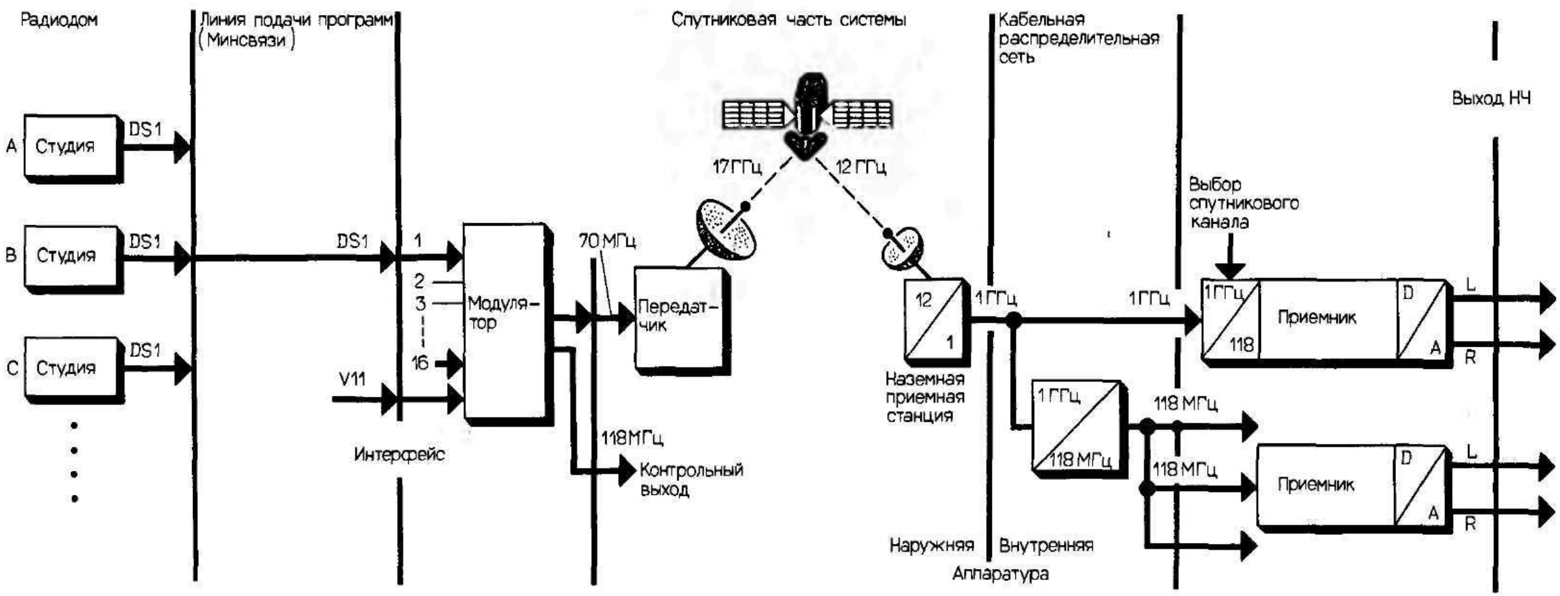


Рис. 18.3.1. Обобщенная схема спутниковой системы цифрового радиовещания [18.11].

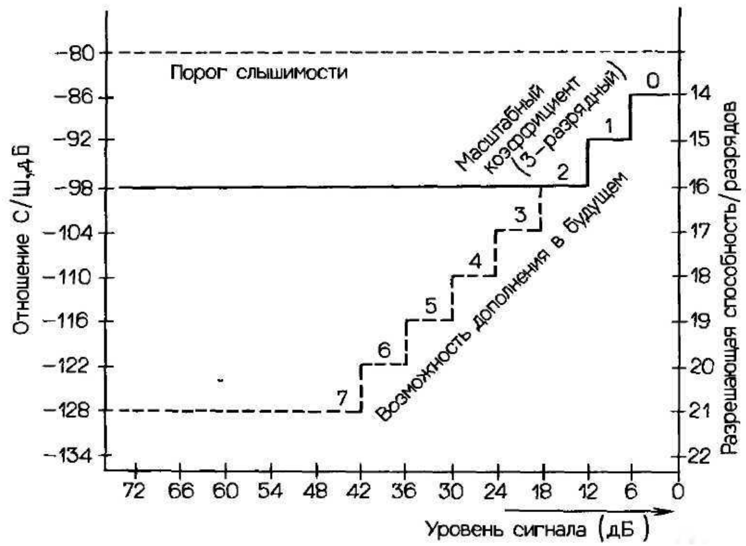


Рис. 18.3.2. Преобразование 16/14 бит с плавающей запятой (с возможностью расширения).

Одиннадцать старших значащих разрядов каждого канального отсчета главного кадра объединяются в слово из 44 бит, к которому добавляются 19 проверочных битов модифицированного помехоустойчивого кода (63,44)–ВСН. (По три младших значащих разряда при этом передаются без защиты.) Кодовое расстояние $d_{min} = 8$; на стороне приема возможны коррекция только 2 ошибок и распознавание 3 ошибок, которые могут быть маскированы. Масштабные коэффициенты левого и правого каналов объединяются в одно кодовое слово $2 \times 3 = 6$ бит, которое защищается от ошибок с помощью укороченного (14,6) кода ВСН и передается три раза подряд, что позволяет корректировать две ошибки. Для канального кодирования используется 4-позиционная фазовая манипуляция ("phase-shift-keying", 4-PSK). Графики зависимости вероятности ошибок от канальных помех приведены на рис. 18.3.4.

18.4. Цифровые предварительные усилители

18.4.1. Предварительные усилители со стандартными процессорами

В литературе [18.13] имеется описание цифрового предварительного усилителя с коррекцией, построенного на двух стандартных процессорах (Fujitsy MB 8764, длина кодовых слов 16 бит, длительность цикла $t_c = 100$ нс). На каждый звуковой канал приходится по три полосовых фильтра и два процессора. Полосовые цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой и с длиной кодовых слов $n = 128$ (128 коэффициентов) обеспечивают линейность фазовой характеристики усиления, что в свою очередь позволяет повысить устойчивость схемы и подавить высокий дополнительный шум квантования, обусловленный относительно небольшой (всего 16 бит) длиной слов внутреннего кодирования.

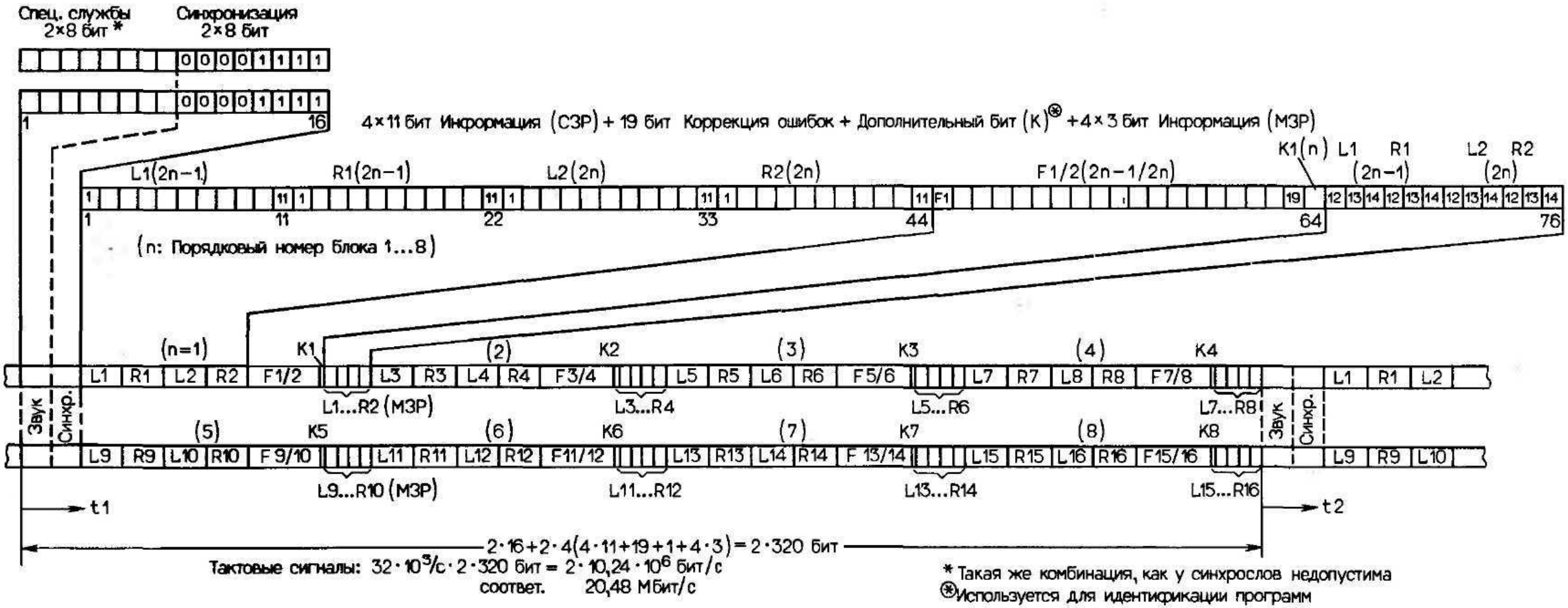


Рис. 18.3.3. Структура и состав 77-разрядного кадра данных [18.11].

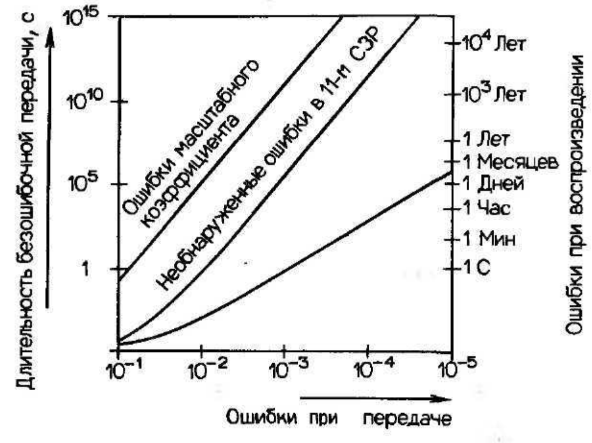


Рис. 18.3.4. Характеристики **ошибок** в системе цифрового спутникового вещания.

18.4.2. Цифровой процессор в звуковом канале телевидения

Фирмой Intermetall разработан процессор APU 2470 ("Audio Prozessor Unit") [18.14], который специально предназначен для обработки звуковых сигналов в телевизорах. Длительность цикла обработки 220 **нс**. В нем имеется 16-разрядная сигнальная шина и 8-разрядная шина данных, вычислительный блок с мультипликатором 16 x 8 бит, 20-разрядный сумматор (суммирующий и вычитающий) и промежуточное ЗУ.

Преобразованный в цифровую форму звуковой сигнал может быть введен либо непосредственно через последовательный стык сигнальной шины (S) с канальным 16-разрядным квантованием, либо в виде **ШИМ-сигнала** (f_A = 4,4 МГц). В последнем случае с целью сокращения скорости передачи сигнал преобразуется с частотой **дискретизации** f_A = 34,629 кГц, **квантование – 16** разрядов на отсчет. Процессор осуществляет следующие операции обработки:

- ликвидирует смещение;
- вводит предкоррекцию с постоянной времени 50 **мкс** ± 15 **мкс**;
- осуществляет канальную коммутацию и линейное преобразование звуковых сигналов (матрицирование);
- осуществляет дематрицирование стерео/двухканальное/моно;
- регулирует громкость, баланс, тембр, ширину стереобазы, интенсивность эффекта псевдостереофонии.

Все функции фильтрации реализуются путем последовательного включения цифровых фильтров 1-го порядка. В процессоре два сдвоенных ЦАП. Для увеличения отношения сигнал/шум в звуковом канале телевизора после каждого ЦАП дополнительно подключен аттенюатор на 30 дБ.

18.4.3. Цифровой усилитель для аппаратуры высшего класса качества Hi-Fi

Осенью 1987 г. фирмы **Jamaha** и Philips продемонстрировали на выставках два очень схожих между собой цифровых усилителя с процессорами звуковых сигналов **CX-10000** и DPM-7. Ниже подробнее описан усилитель фирмы Philips с процессором SAA 7250. В его состав входят: фильтр SAA 7250 A, ревербератор SAA 7250 B,

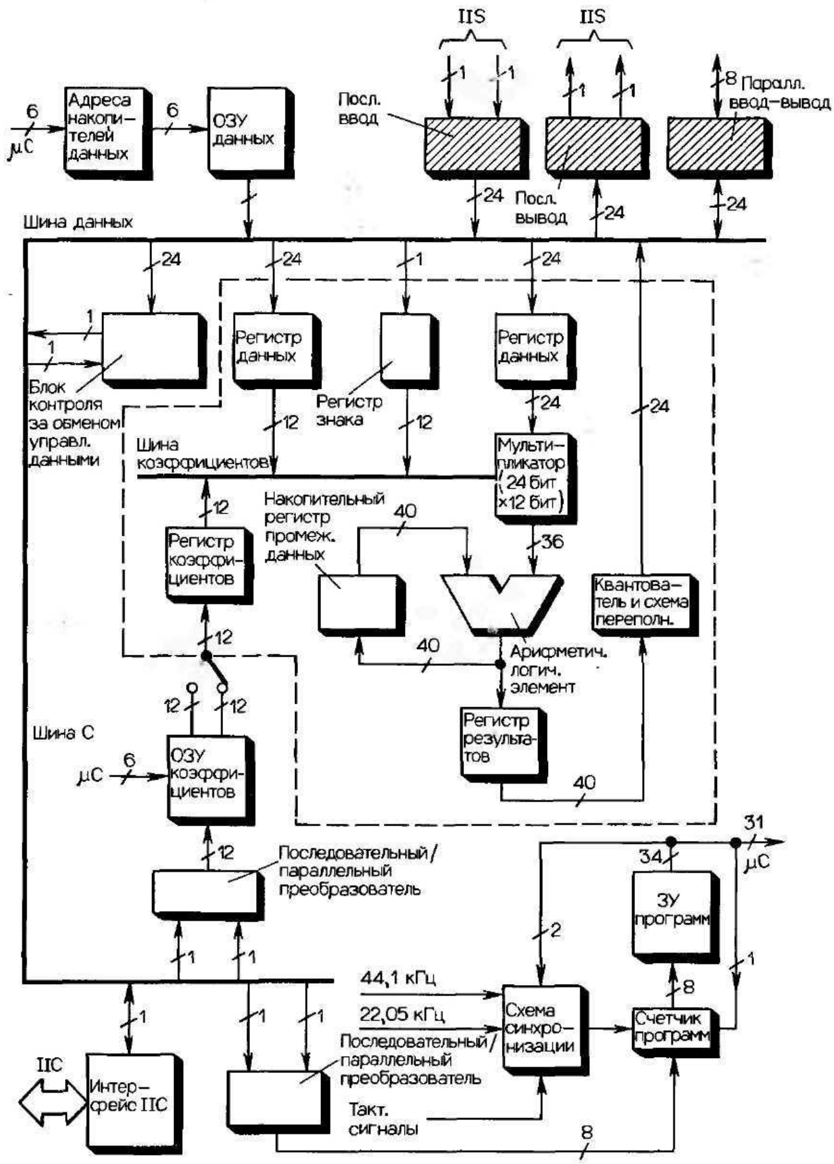


Рис. 18.4.1. Структурная схема цифрового процессора звуковых сигналов [18.16].

компандер или десятиполосный эквалайзер SAA 7250 С. Процессоры этого семейства предназначены для обработки звуковых сигналов в бытовой аппаратуре высшего класса качества Hi–Fi [18.15]. Технические характеристики процессоров (рис. 18.4.1):

- длина сигнальных кодовых слов (сигнальная шина) 24 бит, длина кодовых слов коэффициентов (шина коэффициентов) 12 бит;
- вычислительное устройство с мультиплексером 24 x 12 бит, длина кодовых слов результатов 36 бит, 40-разрядное устройство суммирования и вычитания, ЗУ промежуточных результатов;

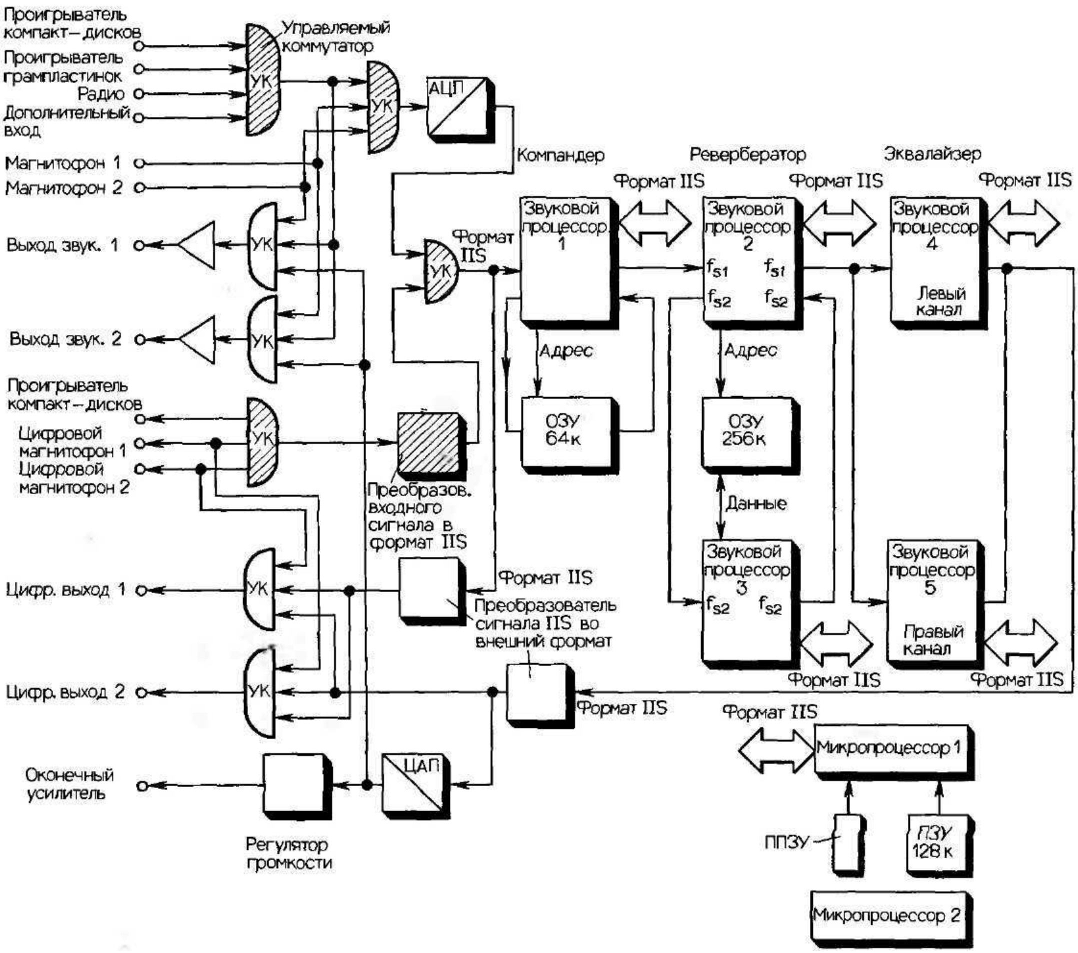


Рис. 18.4.2. Структурная схема канала обработки звуковых сигналов с помощью цифрового процессора [18.16].

- длительность цикла t_c около 175 мкс, т.е. за один цикл дискретизации с частотой 44,1 кГц (22,67 мкс) исполняется 128 команд.

Структурная схема цифрового управляемого усилителя приведена на рис. 18.4.2 [18.15; 18.16]. В процессе обработки сигнала компрессор/экспандер, ревербератор и 10-полосный эквалайзер могут совместно работать в разных сочетаниях. Для обработки пары стереофонических сигналов необходимы 5 сигнальных процессоров и ОЗУ емкостью около 320 кбайт. Аналоговые входные и выходные сигналы преобразуются соответствующими АЦП и ЦАП, цифровые сигналы из формата стыка в формат шины I^2S преобразуются блоками ADIC и CD28.

Компрессор/экспандер

Коэффициенты сжатия и расширения динамического диапазона звукового сигнала (он может достигать 80 дБ) регулируются в зависимости от акустических условий в помещении прослушивания (жилое помещение, салон автомобиля и т. д.). Кроме того,

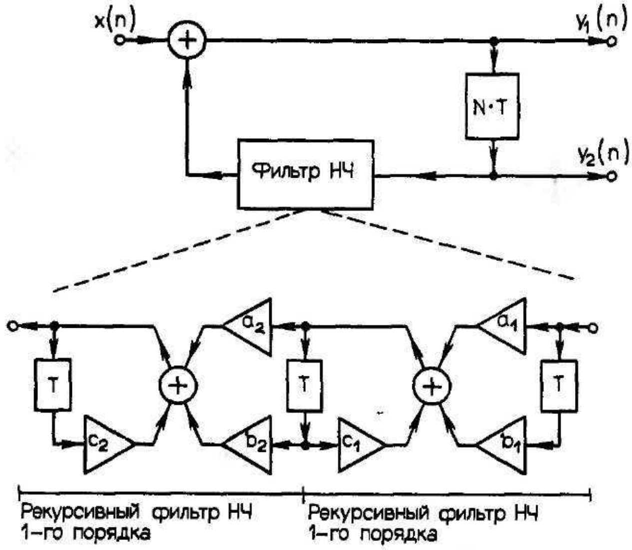


Рис. 18.4.3. Модифицированный рекурсивный фильтр с задержкой и фильтром НЧ 2 х **1-порядка** в петле ОС. Два сигнальных выхода y_1, y_2, коэффициенты фильтра *a*, *b*, *c*.

возможно расширение динамики сигнала при воспроизведении фонограмм, записанных со сжатым динамическим диапазоном. Компандер позволяет вводить в воспроизводимый сигнал задержку любой длительности относительно управляющего сигнала, т. е. осуществлять регулирование с «предсказанием». Сжатие и расширение динамического диапазона реализуется процессором **ASP1;** ОЗУ с емкостью 64 кбайт служит промежуточным накопителем сигнала, который обеспечивает необходимую для расчетов задержку сигнала.

Ревербератор

В цифровой области эффекты эхо и реверберации создаются путем сложения составляющих сигнала с разной временной задержкой и их фильтрации (нерекурсивным цифровым фильтром). В более простой аппаратуре могут использоваться и рекурсивные фильтры (имитация периодических отражений), например гребенчатые и фазосдвигающие.

Структурная схема модифицированного гребенчатого фильтра с задержкой повтора сигнала на *N* отсчетов приведена на рис. 18.4.3. Фильтр НЧ в цепи обратной связи позволяет сделать задержку зависимой от частоты и одновременно ослабляет нежелательный эффект биений эхо («флаттер» и «порхающее эхо»). Фазосдвигающие фильтры (рис. 18.4.4) по сравнению с гребенчатыми обладают тем преимуществом, что у них равномерная амплитудно-частотная характеристика. Увеличивающийся с ростом частоты сдвиг фазы позволяет уменьшить время реверберации на верхних частотах, что весьма желательно.

Структурная схема цифрового стереофонического ревербератора показана на рис. 18.4.5. Фильтр ВЧ на входе подавляет составляющие частотой ниже 55 Гц, двухступенчатый фазовращатель **(AP1,** AP2) создает эффект дискретного эхо (схема фазовращателя приведена на рис. 18.4.4). Затем следует каскад основной задержки N_1T, который создает временной интервал между прямым звуком и первым отражением. Далее сигнал распределяется по 6 параллельным гребенчатым фильтрам *KF* (схема приведена на рис. 18.4.3), создающим эффект реверберации. Каждый фильтр имеет два

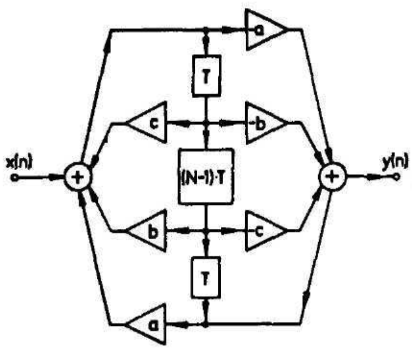


Рис. 18.4.4. Цифровой фазовращатель (N + + 1) порядка для имитации отражений с временным интервалом NT.

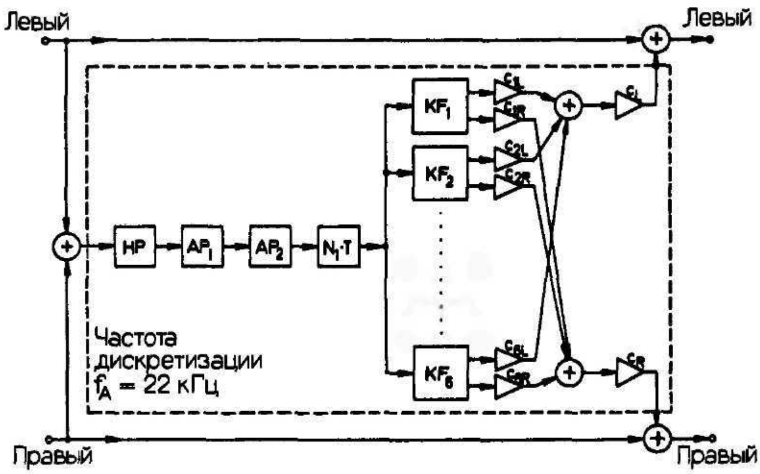


Рис. 18.4.5. Структурная схема цифрового ревербератора [18.15].

выхода – по одному на левый и правый стереоканалы. Этот прием позволяет придать воспроизводимой звуковой картине эффект пространственности.

Процессом создания эффектов управляет процессор ASP3, схема которого показана на рис. 18.4.2. В натуральной звуковой картине высокочастотные составляющие реверберации весьма незначительны, поэтому для упрощения расчетов сигнал на входе канала реверберации ограничивается частотой 10 кГц и частота дискретизации снижается вдвое (до 22,05 кГц). На выходе канала реверберации перед подмешиванием к основному сигналу цифровой поток реверберации вновь дискретизируется с частотой 44,1 кГц. Обе эти функции выполняет процессор ASP2. Функцию промежуточного накопления выполняет ОЗУ емкостью памяти 256 кбайт.

Десятиполосный эквалайзер

Коррекция АЧХ в обоих стереоканалах осуществляется процессорами ASP4 и ASP5 (их схема показана на рис. 18.4.2), работающими как эквалайзер с 10 октавными фильтрами. Пределы регулирования АЧХ в каждой полосе +12 дБ, ступенями по 1 дБ.

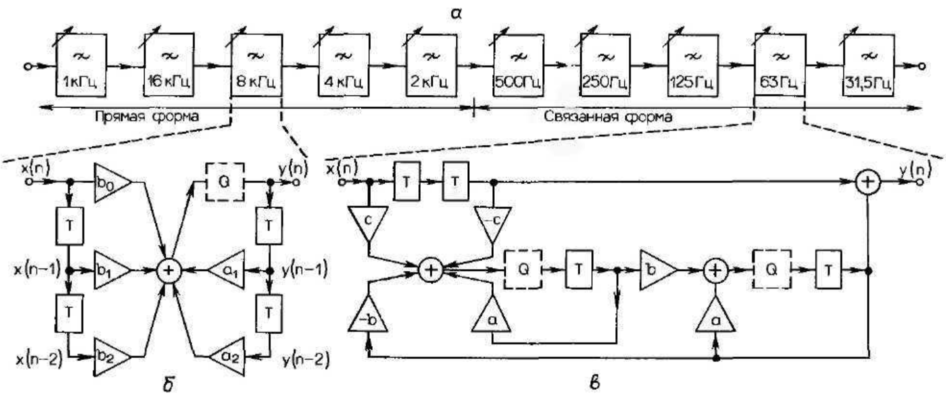


Рис. 18.4.6. Десятиполосный цифровой эквалайзер с последовательным включением октавных фильтров (*а*), схема фильтра среднечастотной октавы (*б*), схема фильтра нижнечастотной октавы (в); Q -квантователь.

Коэффициенты цифрового эквалайзера рассчитываются по передаточной функции аналогового эквалайзера, выбранного в качестве прототипа. Передаточные функции цифрового и аналогового эквалайзеров (АЧХ и ФЧХ) практически идентичны (о различиях см. разд. 16.10). Передаточная функция аналогового эквалайзера

$$\underline{H}_a(p) = \frac{\omega_1^2 + p\omega_1/Q_A + p^2}{\omega_1^2 + p\omega_1/Q_W + p^2}, \tag{18.4.1}$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$ -центральная частота, Q_W – добротность данной полосе частот (1,4 – для октавных полос, 6 – для треть/октавных), Q_W/Q_A – максимальный подъем или спад АЧХ. Применяя билинейное z-преобразование $p = K(z-1)/(z+1)$, можно получить передаточную функцию цифрового эквалайзера

$$\underline{H}_d(z) = \frac{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2}}{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}} \tag{18.4.2}$$

с коэффициентами, зависящими от частоты дискретизации

$$f_A = 1/T_A,$$

$$K = \omega_1 \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 T_A}{2}\right),$$

$$B_0 = 1 + \frac{K}{\omega_1 Q_A} + \frac{K^2}{\omega_1^2}, \quad A_0 = 1 + \frac{K}{\omega_1 Q_W} + \frac{K^2}{\omega_1^2}, \tag{18.4.3}$$

$$B_1 = A_1 = 2\left(1 - \frac{K^2}{\omega_1^2}\right),$$

$$B_2 = 1 - \frac{K}{\omega_1 Q_A} + \frac{K^2}{\omega_1^2}, \quad A_2 = 1 - \frac{K}{\omega_1 Q_W} + \frac{K^2}{\omega_1^2}.$$

Последовательная система фильтров показана на рис. 18.4.6,*а*. Для полос со среднеквадратичными центральными частотами 1, 2, 4, 8 и 16 кГц эквалайзер выполнен по так называемой непосредственной «схеме-1» (рис. 18.4.6,б). Передаточная функция

такого эквалайзера $\underline{H}(z)$ в зависимости от коэффициентов фильтрации a_i, b_i имеет вид

$$\underline{H}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}}. \tag{18.4.4}$$

Числовые значения a_i и b_i определяют путем их сравнения со значениями A_i, B_i из уравнений (18.4.2) и (18.4.3). Поскольку пределы значений коэффициентов невелики (кодовые слова состоят всего из 12 разрядов), получить достаточно большое число частотных кривых коррекции низких центральных частот по этой схеме невозможно. Поэтому для полос с центральными частотами 31,5; 63; 125; 250 и 500 Гц эквалайзеры выполняются по так называемой связанной схеме (рис. **18.4.6,*в*)**, для которой

$$\underline{H}(z) = z^{-2}\,\frac{(1 + bc) - 2az^{-1} + (a^2 + b^2 - bc)\,z^{-2}}{1 - 2az^{-1} + (a^2 + b^2)\,z^{-2}}. \tag{18.4.5}$$

Видно, что эта передаточная функция имеет структуру функций (18.4.2) и (18.4.4). Общий коэффициент z^{-2} характеризует задержку всего сигнала на 2 периода дискретизации. Такая структура фильтров позволяет уже более строго сформировать частотную характеристику в области нижних частот. Кроме того, у нее меньше шум округления и менее выраженные переходные процессы.

На рис. 18.4.6,*б* приведена схема структуры с дополнительным квантованием сигнала каждого фильтра, построенная по результатам расчета. Расчет структуры фильтров первого типа (**«форма-1»**) в одном интервале дискретизации происходит следующим образом: находящиеся в ЗУ к моменту времени $t = nT$ 24-разрядные отсчеты $x(n)$, $x(n-1)$, $x(n-2)$, $y(n-1)$, $y(n-2)$ последовательно один за другим умножаются на 12-разрядные коэффициенты b_0, b_1, b_2, a_1, a_2. В результате каждой операции умножения $b_0 \times x(n)$, $b_1 \times (x-1)$ и т.д. получается (24 х 12) = 36-разрядное произведение. Все полученные слова суммируются в сумматоре. Во избежание переполнения накопителя (например, при суммировании 4 сигналов амплитуда может увеличиться в 4 раза, что потребовало бы удлинения кодовых слов на 2 разряда) промежуточное ЗУ работает с кодовыми словами длиной 40 разрядов. Результат расчета для каждого отсчета выдается в виде кодового слова длиной 40 разрядов. Для обработки сигнала в следующий момент дискретизации (передача по сигнальной шине, запись, согласование на входе мультиплексора) эти кодовые слова должны сокращаться до 24 бит, что соответствует 24-разрядному квантованию. Это квантование результата проводится как ограничение его величины (вместо округления). Хотя данная операция и приводит к увеличению шума квантования на 6 дБ, она более благоприятна в отношении граничных циклов. (Во избежание паразитного влияния граничных циклов эквалайзер с центральной частотой 1 кГц рассчитывается с удвоенной точностью, т.е. длина кодовых слов внутреннего кода увеличивается до 46 разрядов.)

В рекурсивных фильтрах ошибки квантования поступают в цепь обратной связи и могут соответствующим образом повлиять на частотно-зависимый коэффициент усиления схемы. Спектры шумов различных полос эквалайзера для случая максимально вводимой коррекции + 12 дБ приведены на рис. 18.4.7,*а*. Шум самого квантователя характеризует кривая 0 дБ. Шум квантования особенно увеличивается на низких частотах. Однако благодаря тому, что расчет ведется с удвоенной точностью, фильтр с центральной частотой 1 кГц шум почти не увеличивает.

В среднем по всему частотному диапазону шум эквалайзера на 31 дБ выше шума квантователя. Для того чтобы не ухудшить отношение сигнал/шум, шум квантователя должен быть по меньшей мере на 31 дБ ниже шума квантованного сигнала, т.е. кодовые слова квантователя должны иметь по меньшей мере 5 дополнительных младших значащих разрядов. Структура 16-разрядного входного сигнала, подаваемого

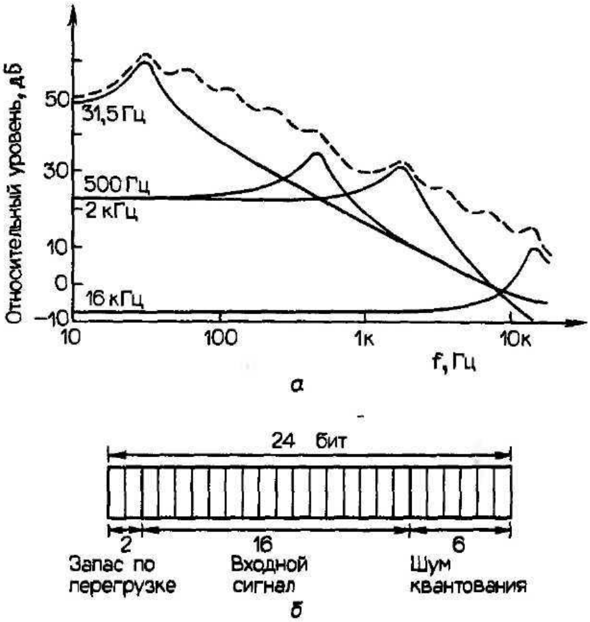


Рис. 18.4.7. Спектры шумов квантования отдельных эквалайзеров при подъеме АЧХ на **12 дБ** (сплошные линии) и суммарный шум (штриховая линия) относительно шума самого квантователя **(*а*)**, преобразование 16-разрядного входного сигнала в 24-разрядный формат(б).

на 24-разрядную сигнальную шину, показана на рис. **18.4.7,*б*.** Два старших значащих разряда выделены в качестве резервных для защиты от перегрузок, когда уровень сигнала возрастает на 12 дБ. В структуре кода имеется еще 6 дополнительных младших значащих разрядов, введенных для того, чтобы удержать на требуемом уровне шум квантования фильтра. В коше системы обработки 24-разрядный сигнал формируется таким образом, чтобы не перегрузить 16-разрядный ЦАП и в то же время наилучшим образом использовать его динамический диапазон. При этом дополнительно выделяется управляющий сигнал для регулировки громкости, например, в оконечных каскадах канала звукопередачи.

Приложение А

А1. Условные обозначения и символы

a	-коэффициент использования $0 \leqslant a \leqslant 1$
a	-амплитуда сигнала (в аналоговой грамзаписи)
A	-амплитуда сигнала (в общем случае)
B	-реактивная проводимость
B, B_N	-коэффициент усиления по току (транзисторов)
B_0	-полоса частот пропускания (граничная частота полосы пропускания)
BJT	-биполярный транзистор (БТ)
C	-емкость
CMRR	-коэффициент ослабления синфазных составляющих
D	-коэффициент разностного тона (коэфф. нелинейных искажений разностного тона)
дБ	-децибел (дБ)
DR	-поток данных (скорость передачи данных)
$e(f)$	-спектральная плотность шума
$e_n(f)$	-плотность напряжения шума на входе
e_0, e_R	-плотность напряжения теплового шума
f	–частота
F	-коэффициент шума
F^*	-относительный коэффициент шума (в дБ)
FET	-полевой транзистор (ПТ)
f_0	-граничная частота усиления на уровне − 3 дБ (однополюсная модель)
f_0'	-граничная частота усиления на уровне − 3 дБ при обратной связи
f_M	-граничная частота в сильносигнальном режиме (при гармонических сигналах)
f_T	-частота передачи в малосигнальном режиме (частота единичного усиления)
G, g	-проводимость
g_m	-крутизна транзистора
H^*	-коэффициент передачи
$H(f)$, $H(\omega)$	-амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)
$\underline{H}(p)$; $\underline{H}(j\omega) = H(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$	-комплексная передаточная функция
$i(t)$	-переменный ток (временное представление)
$\underline{I}$	-переменный ток (частотное представление)
I_B, I_C, I_E	-токи в биполярном транзисторе
I_D, I_G, I_S	-токи в полевом транзисторе
I_{DSS}	-максимальный ток стока полевого транзистора
$i_{\max}$	-максимальный ток возбуждения (максимальный входной ток)

$i(f)$	спектральная плотность шума
$i_n(f)$	-плотность шума на входе усилителя
i_0, i_R	-плотность шумового тока резисторов
i_{nB}	-плотность шумового тока базы биполярного транзистора
i_{nC}	-плотность шумового тока коллектора
i_{nD}	плотность шумового тока стока полевого транзистора
Индекс "a"	индекс выходных величин
Индекс "d"	-индекс входных величин усилителя
Индекс "e"	-индекс входных величин, величин источника сигнала
$\mathrm{Im}(\underline{z})$	-мнимая составляющая комплексных величин
$j=\sqrt{-1}$	-мнимая единица
k	-коэффициент обратной связи (глубина ОС)
k	-коэффициент сжатия динамического диапазона сигнала
$K=P_e-P_a$	-сжатие сигнала (разность уровней)
K	-коэффициент нелинейных искажений
K_2, K_3	-коэффициент нелинейных искажений по гармоникам
L	- индуктивность
LSB	-младший значащий разряд (МЗР)
MSB	-старший значащий разряд (СЗР)
N_p	-непер
OTA	-управляемый операционный усилитель
OV(Op – Amp)	- операционный усилитель
$p=\sigma+j\omega$	-комплексный частотный параметр (обобщенный)
P	-уровень сигнала
P	-мощность
P_L	-мощность на нагрузке
P_T	-мощность рассеяния транзистора
P_{th}	-тепловая мощность
P_V	общая потребляемая мощность
PAL	-программируемая логическая матрица
PROM	-программируемое ПЗУ
R, r	-сопротивление, активное сопротивление, резистор
r_{CE}, r_{CB}, r_{BE}	-внутренние сопротивления транзистора (в малосигнальном режиме)
r_{GS}, r_{GD}, r_{DS}	-внутренние сопротивления полевого транзистора (в малосигнальном режиме)
R_{th}	-тепловое сопротивление
$R_1 \parallel R_2=\dfrac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$	-сопротивление параллельно соединенных резисторов
RAM	ОЗУ (оперативное запоминающее устройство с записью и воспроизведением информации)
$\mathrm{Re}(\underline{z})$	-действительная составляющая комплексной величины
ROM	-ПЗУ (постоянное запоминающее устройство)
s	-колебательная скорость сигнала (в грамзаписи)
SNR	-отношение сигнал/шум (С/Ш)
SR	-максимальная скорость нарастания сигнала (МСНС)

T_G	-групповое время задержки
T_p	-фазовый сдвиг
$u(t)$	-переменное напряжение (временное представление)
$\underline{U}$	-переменное напряжение (частотное представление)
$U_B = 2\,U_V$	-напряжение питания (общее напряжение питания)
$U_{CE,S}$	-напряжение насыщения цепи коллектор-эмиттер
u_{max}	-максимальное напряжение возбуждения
U_P	-напряжение отсечки полевых транзисторов
U_R	-напряжение шума
$U_T = kT/q$	-напряжение теплового шума (k–постоянная Больцмана, Г-абсолютная температура в градусах Кельвина, q–элементарный заряд)
$U_T \cong 25$ мВ	-напряжение теплового шума при температуре 20°C (абсолютная температура 293°K)
$\pm U_V$	-симметричное напряжение питания
U_Y	-начальное напряжение (около 150В–для *npn*-транзисторов, около 80В–для *npn*-транзисторов)
$\overline{U}$	-среднее значение напряжения
$\ddot{u}$	-коэффициент трансформации по напряжению (отношение числа витков обмоток трансформатора)
v, $\underline{V}$	-коэффициент усиления в режиме холостого хода, общий коэффициент усиления
v', $\underline{V}'$	-коэффициент усиления каскада (усилителя) с обратной связью
v_B	-скорость магнитной ленты
v_d, $\underline{V}_d$	-коэффициент усиления дифференциальных сигналов (дифференциальный коэффициент усиления)
v_g, $\underline{V}_g$	-коэффициент усиления синфазных сигналов (составляющих)
v_i, $\underline{V}_i$	-коэффициент усиления по току
$\underline{V}_I$	-коэффициент усиления идеального конвертора с обратной связью
$\underline{V}_N$	-коэффициент усиления идеального измерительного (неинвертирующего) усилителя
v_0	-коэффициент усиления на низких частотах
v_s, $\underline{V}_s$	-петлевое усиление (коэффициент усиления в петле обратной связи)
v_u, $\underline{V}_u$	-коэффициент усиления по напряжению
X	-реактивное сопротивление (реактанс)
$\underline{Y}$	-комплексная проводимость (адмитанс)
$\underline{Z}$	-комплексное сопротивление (импеданс)
α	-коэффициент регулирования тембра ($0 \leqslant a \leqslant 1$)
β	-коэффициент усиления по переменному току в малосигнальном режиме
ν	—угол отсечки тока оконечных каскадов
ε	-относительная погрешность усиления
φ	-фазовый угол (фаза)
$\varphi(f)$, $\varphi(\omega)$	-фазо-частотная характеристика (ФЧХ)
$\tau = 1/\omega_g$	-постоянная времени

τ_A, τ_U	-нормированная постоянная времени коррекции в устройствах магнитной записи звука
$\omega = 2\pi f$	-круговая частота

A2. Расчетные формулы

Приведенные в книге расчетные формулы имеют вид уравнений с размерностями фигурирующих величин, поэтому ими можно пользоваться независимо от выбранных единиц измерения. В формулах использованы единицы измерений универсальной системы СИ или полученные на ее основе (см. Приложение А4).

Например: $R = \frac{U}{I}$

дает

$$R = \frac{2\text{В}}{0{,}5\text{А}} = 4\ \text{Ом},$$

$$R = \frac{2\text{В}}{10\ \text{мА}} = \frac{2\text{В}}{10 \cdot 10^{-3}\text{А}} = \frac{2\text{В}}{0{,}01\ \text{А}} = 200\ \text{Ом} = 0{,}2\ \text{кОм},$$

$$R = \frac{2\ \text{мВ}}{10\ \text{мА}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}\ \text{В}}{10 \cdot 10^{-3}\text{А}} = \frac{2\text{В}}{10\text{А}} = 0{,}2\ \text{Ом} = 200\ \text{мОм}.$$

В формулах указаны и размерности величин, поэтому результаты расчетов получают соответствующую размерность.

Например,

$$\frac{e_0}{\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}} = 4{,}07\sqrt{\frac{R}{\text{кОм}}}$$

дает при $R = 4$ кОм

$$e_0 = 4{,}07\sqrt{\frac{4\ \text{кОм}}{\text{кОм}}} = 4{,}07\sqrt{4} = 8{,}14\ \text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

Численные выражения справедливы только для размерностей, принятых в книге.

Например:

$U_R = 141 \cdot e$, где U_R имеет размерность нВ (нановольт),
а "e" - размерность нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$.

A3. Действия с комплексными числами (векторами)

Комплексным числом называется алгебраическая сумма, состоящая из действительного (или вещественного) и мнимого числа, представляющего собой произведение действительного числа и мнимой единицы $j = \sqrt{-1}$. Графически комплексные числа могут быть представлены в так называемой числовой плоскости (Гаусса). На горизонтальной оси плоскости (ось вещественных значений "х") в масштабе откладываются действительные числа, на вертикальной оси (ось мнимых значений "y") откладываются мнимые числа (рис. А3.1).

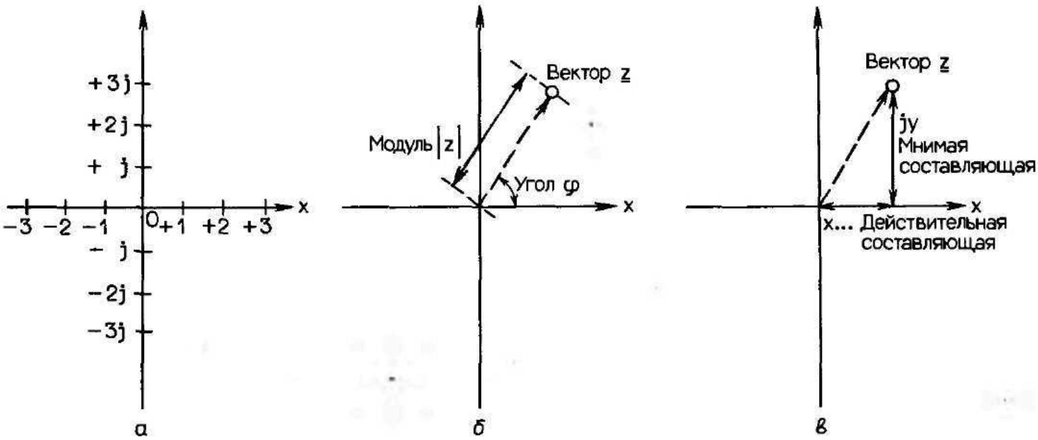


Рис. А3.1

Комплексные числа Z могут быть представлены и в системе полярных координат $\underline{z} = z \cdot e^{j\varphi}$, где z–**модуль**, а φ–**фаза** (направление вектора, аргумент), а также в прямоугольной (декартовой) системе координат,

$\underline{z} = x + jy$, где действительная составляющая x, а мнимая jy.

Для этих выражений справедливы следующие соотношения:

$$z = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad \varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{y}{x}\right),$$

$$x = z \cdot \cos(\varphi), \qquad y = z \cdot \sin(\varphi).$$

Действия с комплексными числами $\underline{z}_1 = x_1 + jy_1 = z_1 \cdot e^{j\varphi_1}$; $\underline{z}_2 = x_2 + jy_2 = z_2 \cdot e^{j\varphi_2}$:

$\underline{z}_1 \pm \underline{z}_2 = (x_1 \pm x_2) + j(y_1 \pm y_2)$–суммирование, вычитание;

$\underline{z}_1 \cdot \underline{z}_2 = z_1 \cdot z_2 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} = (x_1 x_2 - y_1 y_2) + j(x_1 y_2 + x_2 y_1)$–**умножение;**

$\underline{z}_1 : \underline{z}_2 = \dfrac{z_1}{z_2} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} = \dfrac{(x_1 x_2 + y_1 y_2) + j(x_2 y_1 - x_1 y_2)}{x_2^2 + y_2^2}$–**деление.**

Экспоненциальные функции могут быть пересчитаны в тригонометрические с помощью формул Эйлера, которые имеют вид

$$\underline{z}_1 = e^{j\varphi} = \cos(\varphi) + j\sin(\varphi), \quad \underline{z}_2 = e^{-j\varphi} = \cos(\varphi) - j\sin(\varphi).$$

Отсюда следует

$$\sin(\varphi) = \frac{e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}}{2j}, \quad \cos(\varphi) = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2}, \quad \operatorname{tg}(\varphi) = \frac{-j(e^{j\varphi} - e^{-j\varphi})}{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}.$$

Эти выражения используются также для расчета частотных характеристик цифровых систем, в которых $\varphi = 2\pi f T_A$.

А4. Международная система единиц СИ [А4.1, А5.3]

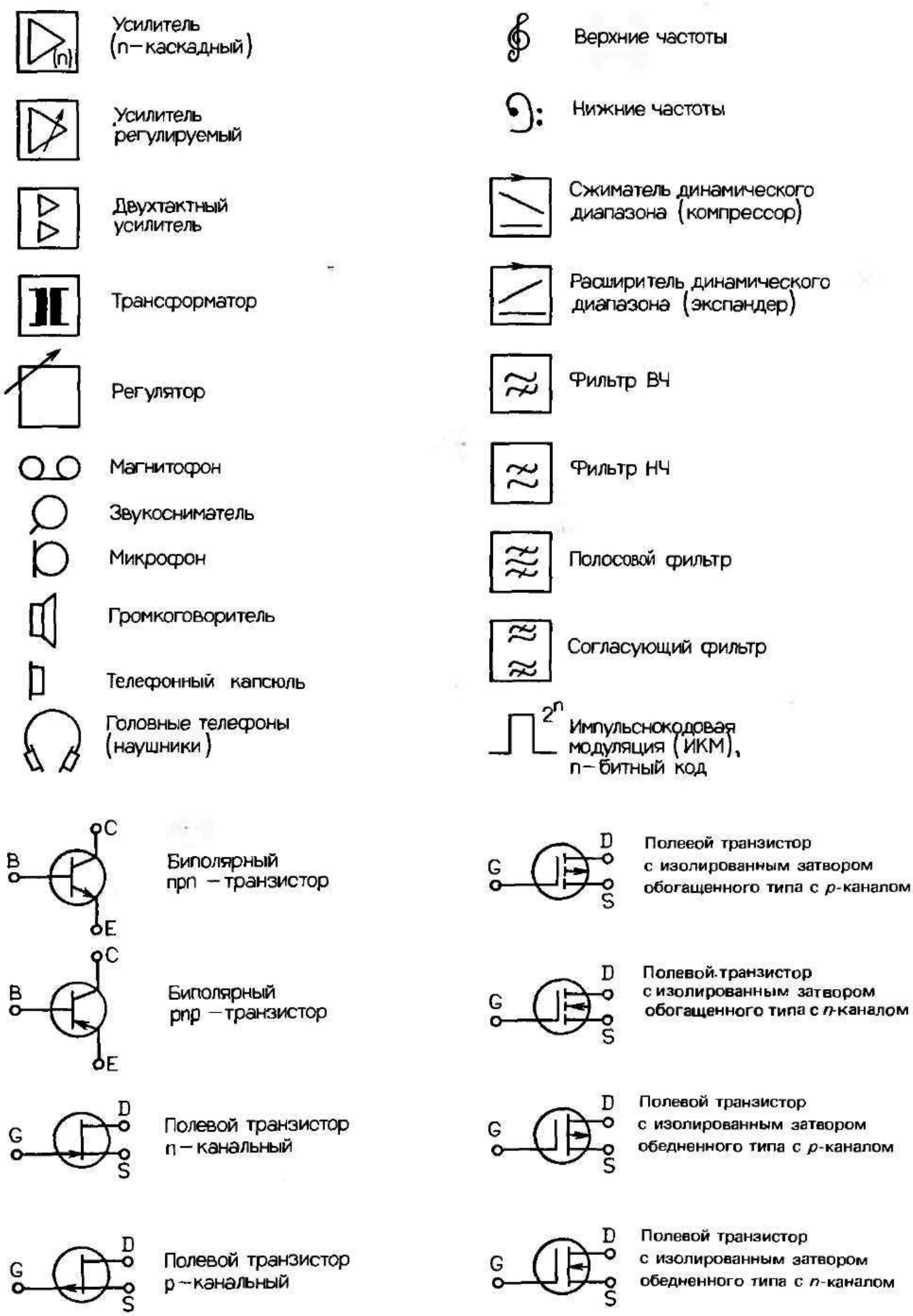
Основные единицы СИ

Величина	Наименование	Обозначение
Длина	метр	м
Время	секунда	с
Масса	килограмм	кг
Термодинамическая температура	кельвин	К
Сила электрического тока	ампер	А

Производные единицы СИ, имеющие специальные наименования

Величина		Единицы измерения	
Наименование	Сокр. обозн.	Наименование	Сокр. обозн.
Сила	F	ньютон	Н
Энергия	E	джоуль	Дж
Мощность	P	ватт	Вт
Электрическое напряжение	U	вольт	В
Сила электрического тока	I	ампер	А
Поток электрического смещения	Q	кулон	Кл
Электрическое сопротивление	R	ом	Ом
Электрическая проводимость	G	сименс	См
Электрическая емкость	C	фарада	Ф
Индуктивность	L	генри	Гн
Поток магнитный	Φ	вебер	Вб
Напряженность электрического поля	E	вольт на метр	В/м
Намагниченность	M	ампер на метр	А/м
Магнитная индукция	b	тесла	Тл
Диэлектрическая постоянная	ε_0	фарада на метр	Ф/м
Магнитная постоянная	μ_0	генри на метр	Гн/м

А5. Условные обозначения элементов схем [А5.1, А5.2]



А6. Основные свойства источников звуковых сигналов, входные и выходные нагрузочные параметры радиоприемников и усилителей [А5.1]

Источник сигнала	Выходное напряжение	Внутреннее сопротивление
Динамический микрофон	2мВ/Па (0,2 мВ/мкбар)	200 Ом
Конденсаторный, электретный микрофон с предварительным усилителем	20 мВ/Па (2 мВ/мкбар)	20 пФ, капсюль $\leqslant$ 200 Ом, преобразователь импедансов
Магнитный звукосниматель	10 мВ/1 кГц при колебательной скорости 10 см/с	1 кОм 0,5 Гн
Магнитный звукосниматель с подвижной катушкой	0,1 мВ/1 кГц при колебательной скорости 10 см/с	3 Ом
Воспроизводящая магнитная головка	500 мкВ/1 кГц	1 кОм 0,2 Гн
Радиоприемник	$\geqslant$ 100 мВ	$\leqslant$ 1 кОм
	0,15...1 мВ/кОм	> 47 кОм
Магнитофон	$\geqslant$ 100 мВ	$\leqslant$ 1 кОм
Проигрыватель компакт-дисков	1 В	$\leqslant$ 200 Ом
Эквалайзер	1 В	$\leqslant$ 200 Ом
Студийный магнитофон	6 дБм → 1,5 В	$\leqslant$ 200 Ом

Входы/выходы радиоприемников, усилителей (DIN 45310, проект 1982 г.)

	Входной/выходной импеданс	Входное/выходное напряжение: номинальное	Входное/выходное напряжение: запас по перегрузке
Выход на устройства записи	$R_a \geqslant$ 150 кОм $R_{Last} \leqslant$ 47 кОм	0,2...2 мВ/кОм	
Входы для подключения звукоснимателей проигрывателей грампластинок	$R_e \geqslant$ 470 кОм $C_e \leqslant$ 100 пФ	$\leqslant$ 200 мВ (1 кГц)	$\geqslant$ 2 В
Звукосниматели проигрывателей грампластинок с выходным сигналом, пропорциональным скорости	R_e = 47 кОм ± 20%	$\leqslant$ 2 мВ (1 кГц)	$\geqslant$ 20 мВ
Другие источники звуковых сигналов	$R_e \geqslant$ 200 кОм	$\leqslant$ 200 мВ	$\geqslant$ 2 В
Выход для подключения громкоговорителя	R_{Last} = 4–8–16 Ом $R_a \leqslant R_L/3$		

Выход для подключения головных телефонов (моно)	$\mathbf{R}_{Last} > 8$ Ом $\mathbf{R}_a = 120$ Ом	Зависят от положения регуляторов громкости и тембра
Выход для подключения головных телефонов (стерео)	$\mathbf{R}_{Last} = 8...2000$ Ом $\mathbf{R}_a = 120$ Ом	

А7. Соединительные устройства (разъемы)

Для подключения источников звуковых сигналов к усилителям, а также для соединения усилителей между собой в аппаратуре европейского производства используются 5-контактные соединители по стандарту DIN (МЭК) [А5.1, А5.3]. Кроме того, используются соединители американского и японского производства (предложенные фирмой RCA). Они отличаются более надежным контактом и меньшим сопротивлением, лучшей экранировкой, значительно сниженной переходной емкостью. Для микрофонных цепей используются также штеккерные (клинкерные) соединители со штырем диаметром 6,3 мм.

Для громкоговорителей по стандарту DIN 45500 предусмотрены соединители стандарта DIN **41529** (показаны на рисунке). В устройствах с выходной мощностью более 50 Вт эти соединители применять не рекомендуется. На практике для подключения мощных громкоговорителей часто используются резьбовые соединители. Головные телефоны, согласно стандарту DIN **41524,** должны подключаться с помощью соединителей, конструкция которых предусмотрена стандартом DIN 45327. Неевропейские фирмы-изготовители используют для этих целей клинкерные (штеккерные) соединители диаметром 6,3, 3,5 или 2,5 мм (например, в магнитофонах "Walkman"). Головные телефоны с номинальным нагрузочным импедансом более 200 Ом могут подключаться непосредственно к выходам на громкоговорители с помощью штеккера по стандарту DIN **41529.**

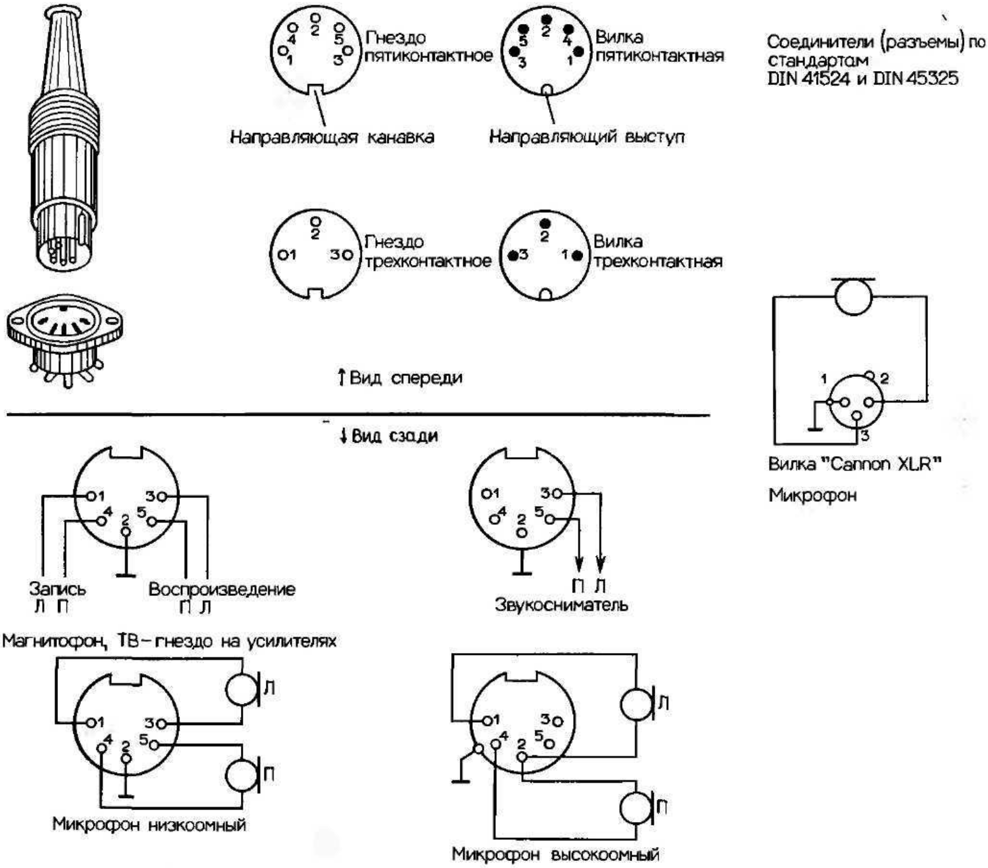


Рис. A7.1.

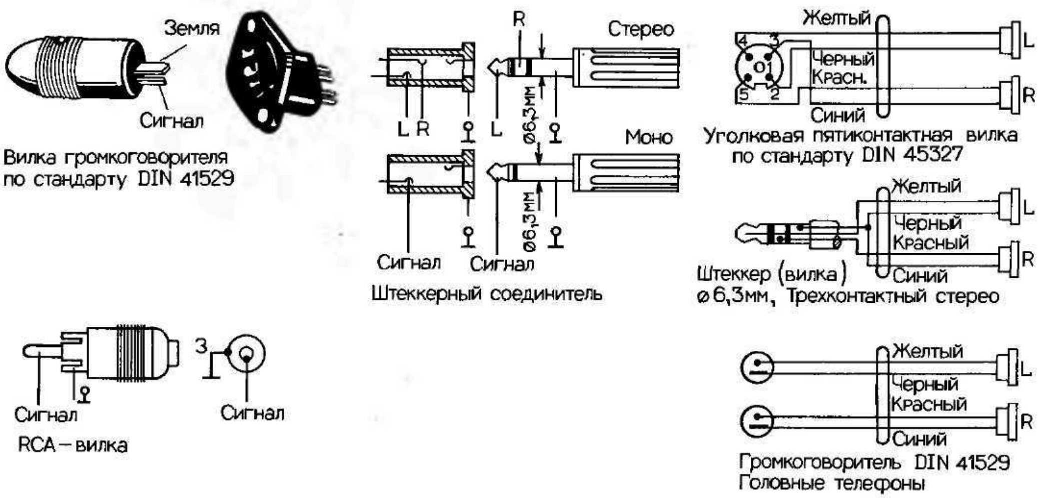
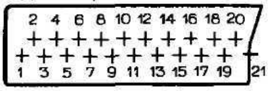


Рис. A7.2.

Соединители для видеомагнитофонов

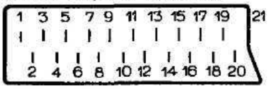
Соединитель SCART

Гнездо SCART,
вид со стороны монтажа



Положение экрана

Вилка SCART,
вид со стороны монтажа

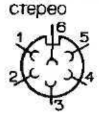


Экран

Назначение контактов вилки:

1 Выходной звук B, стерео правый канал
2 Входной звук B, стерео правый канал
3 Выходной звук A, стерео левый канал
4 Земля звуковой цепи
5 Земля цепи RGB, синий
6 Входной звук A, стерео левый канал
7 RGB сигнал синего
8 Напряжение коммутации
9 RGB земля
10 Данные 2
11 RGB сигнал синего
12 Данные 1
13 Земля цепи RGB, красный
14 Резервный
15 RGB сигнал красного
16 Гасящий сигнал
17 Земля видео
18 Земля гасящего сигнала
19 Выход видео
20 Вход видео
21 Экран/земля

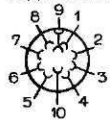
Соединитель видео, стерео



Гнездо по стандарту DIN 45322

1 = Напряжение коммутации при воспроизведении 12В
2 = Видеосигнал
3 = Земля
4 = Звук левый (осн.)
5 = +12В
6 = Звук правый (доп.)

Соединитель для подключения камеры



1 = Видео вход/выход
2 = Земля
3 = Индикатор записи
4 = Земля
5 = Звук правый (доп.)
6 = Пауза
7 = Звук левый (осн.)
8 = Земля
9 = Земля
10 = Напряжение питания камеры 12В/1 А макс

Рис. А7.3.

А8. Технические характеристики звуковой аппаратуры класса *Hi – Fi* согласно стандарту DIN 45000 [А5.1, А5.3]

	Тюнеры	Проигрыватели	Магнитофоны	Микрофоны	Усилители	Громкоговорители
Полоса частот	40... 12500 Гц	63... 8000 Гц ± 2 дБ, 40... 12500 Гц ± 3 дБ	2500... 6300 Гц ≤ 5 дБ, 40... 12500 Гц ≤ 7 дБ	250... 1000 Гц ± 2 дБ, 50... 250 Гц +2/−5 дБ, 10000... 8000 Гц +5/−2 дБ, 8000... 12500 Гц ± 5 дБ	40... 16000 Гц ± 1,5 дБ линейный вход, ± 2 дБ корректор	100... 4000 Гц ± 4 дБ, 50... 12500 Гц +4/−8 дБ

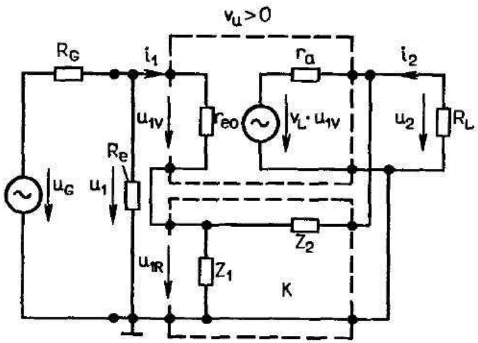
Коэфф. нелинейных искажений	≤ 2% при 1 кГц, 40 кГц девиация		3% при 333 Гц максимальный уровень	< 1% при 100 мкбар 250... 8000 Гц	≤1% [1*] 40... 12500 Гц	3% при 250... 1000 Гц < 1% 2000 Гц
Коэфф. интермодуляционных искажений		< 1% разностного тона при −6 дБ			3% с [2*] 250... 8000 Гц	
Различие параметров каналов	≤ 3 дБ 250... 6300 Гц	≤ 2 дБ при 1 кГц		≤ 3 дБ 250... ... 8000 Гц	≤ 3 дБ 250... 6300 Гц	
Переходные помехи	≥ 26 дБ 250... 6300 Гц, ≥ 15 дБ 6300... 12500 Гц	≥ 20 дБ при 1 кГц, ≥ 15 дБ 500... 6300 Гц	> 60 дБ при моно, > 20 дБ при стерео		> 40 дБ 1 кГц, > 30 дБ при 250... 10000 Гц	
Относительный уровень шума (линейный)	≥ 46 дБ	35 дБ	> 46 дБ		> 50 дБ (при 100 мВт суммарной мощности)	
Относительный уровень шума с частотным взвешиванием	≥ 54 дБ	Рокот > 55 дБ	> 56 дБ			
Неравномерность скорости		+1,5% −1,0%	≤ ± 1,5%			
Коэфф. детонации		±0,2%	≤ ± 0,2%			

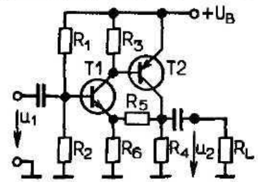
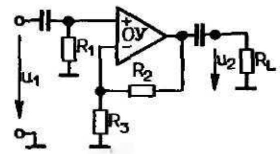
[1*] При снижении мощности на краях полосы на 50%.
[2*] При максимальном уровне и отношении амплитуд 4:1.

A9. Схемы цепей обратной связи [2.7]

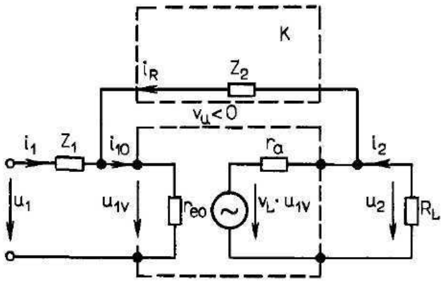
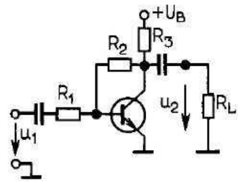
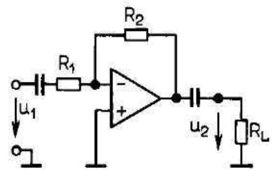
а) Управляемая напряжением обратная связь по напряжению (последовательно-параллельная ОС)

Вид четырехполюсника

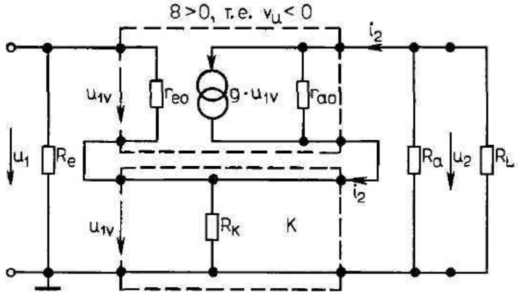
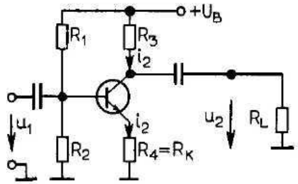


Усилитель	Двухкаскадный усилитель	Измерительный усилитель
Пример реализации		
R_0	$R_1 \| R_2$	R_1
r_{e0}	r_{BE1}	Очень большое (паспортные данные ОУ)
r_a	$r_{CE2} \| R_4 \| R_5$	Небольшое (паспортные данные ОУ)
V_u	$\frac{\beta_1 \beta_2}{r_{BE1} r_{BE2}} \cdot (r_{CE1} \| R_3 \| r_{BE2}) \cdot (r_{CE2} \| R_4 \| R_1)$	A_D-коэфф. дифференциального усиления (паспортные данные ОУ)
v_s	$\frac{R_6}{R_5 + R_6} \cdot v_u$	$\frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot A_D$
r'_e	$R_1 \| R_2 \| (1 + v_s) \cdot r_{BE1}$	R_1 (без учета синфазных составляющих)
r'_a	$\frac{r_a}{1 + v_s}$	$\frac{r_a}{1 + v_s}$
v_u $(v_s > 1)$	$1 + \frac{R_5}{R_6}$	$1 + \frac{R_2}{R_3}$

б) Управляемая напряжением ОС по току (параллельно-параллельная ОС)

Вид четырехполюсника	Усилитель	Однокаскадный усилитель	Инвертирующий усилитель
	Пример реализации		
	r_{e0}	$r_{BE} \ll R_1$!	Очень большое (паспортные данные ОУ)
	r_a	$r_{CE} \parallel R_3$	Небольшое (паспортные данные ОУ)
	v_u	$-\dfrac{\beta}{r_{BE}}(r_a \parallel R_L)$	$-A_D$ (паспортные данные ОУ)

в) Управляемая током ОС по напряжению (последовательно-последовательная ОС)

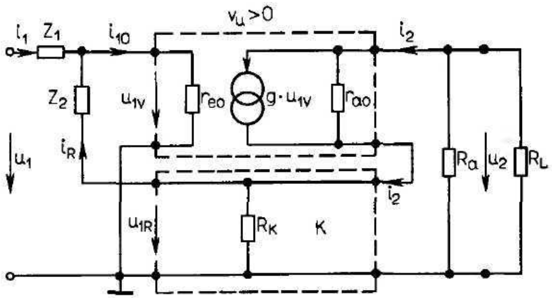
Вид четырехполюсника	Пример	Однокаскадный усилитель
	Пример реализации	
	r_{e0}	r_{BE}
	r_{a0}	r_{CE}
	v_u	$-\dfrac{\beta}{r_{BE}}(r_{CE} \parallel R_3 \parallel R_L)$
	v_s	$-\dfrac{R_4}{R_3 \parallel R_L} \cdot v_u > 0$
	r_e'	$R_1 \parallel R_2 \parallel (1 + v_s) r_{BE}$
	r_a'	$R_3 \parallel (1 + v_s) r_{CE} \approx R_3$
	v_u'	$\dfrac{v_u}{1 + v_s}$

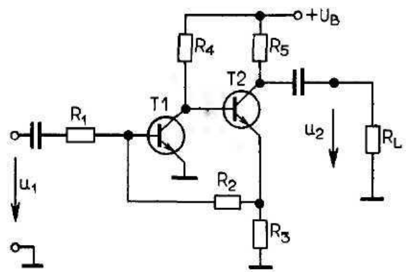
Продолжение табл.

Вид четырехполюсника	Усилитель	Однокаскадный усилитель	Инвертирующий усилитель
	v_s	$-\dfrac{R_1 \parallel r_{BE}}{R_2} \cdot v_u > 0$	$+\dfrac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_D \gg 1$
	r'_e	$\approx R_1$	R_1
	r'_a	$\approx \dfrac{r_a}{1 + v_s}$	$\dfrac{r_a}{1 + v_s}$
	v'_u	$-\dfrac{R_2}{R_1} \cdot \dfrac{g}{1 + v_s}$	$-\dfrac{R_2}{R_1}$

г) Управляемая током ОС по току (параллельно-последовательная ОС)

Вид четырехполюсника	Двухкаскадный транзисторный усилитель





$r_{e0} = r_{BE1}$

$r_{a0} = r_{CE2}$

$$v_u = \frac{\beta_1 \beta_2}{r_{BE1} \cdot r_{BE2}} (r_{CE1} \,\|\, R_4 \,\|\, r_{BE2}) \cdot$$
$$\cdot (r_{CE2} \,\|\, R_5 \,\|\, R_L)$$

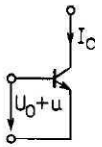
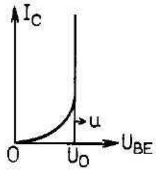
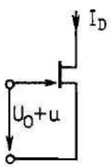
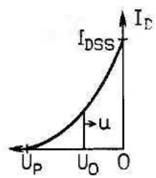
$$k = \frac{R_3}{R_5 \,\|\, R_L} \cdot \frac{R_1 \,\|\, r_{BE1}}{R_1 \,\|\, r_{BE1} + R_2}$$

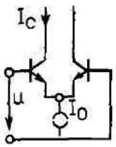
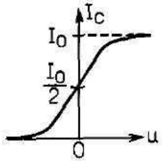
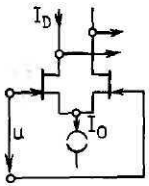
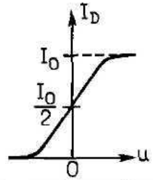
$r'_e = R_1$

$r'_a = R_5$

$$v'_u = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_s \,\|\, R_L}{R_3}$$

А10. Приближенные нелинейные характеристики при слабом возбуждении

Схема	Характеристика	Точная формула	Приближенная формула	Коэфф. нелинейных искажений при гармоническом возбуждении $u(t) = \hat{U}_e \sin(2\pi f_1 t)$	Макс. напряжение на выходе при коэфф. нелинейных искажений 1%
		$I_C = I_0 e^{\frac{U_0+u}{U_т}} = I_0 e^{\frac{U_0}{U_т}} \cdot e^{\frac{u}{U_т}}$ $U_т \approx 26$ мВ	$I_C \approx I_0 e^{\frac{U_0}{U_т}}\left[1 + \frac{1}{1!}\left(\frac{u}{U_т}\right) + \frac{1}{2!}\left(\frac{u}{U_т}\right)^2 + \frac{1}{3!}\left(\frac{u}{U_т}\right)^3 + \ldots\right]$ $u \ll U_т$	$K_2 = 25\frac{\hat{U}_e}{U_т}\%$ $K_3 = 4{,}17\left(\frac{\hat{U}_e}{U_т}\right)^2\%$ $K = \sqrt{K_2^2 + K_3^2}$ независимо от напряжения рабочей точки U_0	$\hat{U}_e = 1$ мВ
		$I_D = I_{DSS}\left(1 + \frac{U_0+u}{U_p}\right)^2$ $\lvert U_p \rvert \approx 2...6$ В напряжение отсечки	$I_D = I_{DSS}\left[1 + \left(\frac{U_0}{U_p}\right)^2 - \frac{2U_0}{U_p} + 2\left(\frac{U_0}{U_p} - 1\right)\left(\frac{u}{U_p}\right) + \left(\frac{u}{U_p}\right)^2\right]$ точно $u \ll U_p$	$K = K_2 = \frac{25}{\left(1 - \frac{U_0}{U_p}\right)} \cdot \frac{\hat{U}_e}{U_p}\%$ $K_3 = 0$ оптим. рабочая точка $U_0 = 0$: $K = K_2 = 25 \cdot \frac{\hat{U}_e}{U_p}\%$	$\hat{U}_e = \left\lvert\frac{U_p}{U_т}\right\rvert$ мВ $\approx$ ≈ 100 мВ для $\lvert U_p \rvert = 2{,}6$ В

		$I_C = \frac{I_0}{2}\left(1 + \operatorname{th}\frac{u}{2U_т}\right)$ $U_т \approx 26$ мВ	$I_c \approx \frac{I_E}{2}\left[1 + \frac{u}{2U_т} - \frac{1}{3}\left(\frac{u}{2U_т}\right)^3 + \right.$ $\left. + \frac{2}{15}\left(\frac{u}{2U_т}\right)^5 - ... + \right]$ $u \ll U_т$	$K_2 = 0$ $K = K_3 = 2{,}08\left(\frac{\hat{U}_e}{U_т}\right)^2$ % независимо от напряжения рабочей точки U_0	$\hat{U}_e = 17$ мВ
			$I_D \approx \frac{I_0}{2}\left[1 + \right.$ $\left. + \frac{u}{U_p}\sqrt{\frac{2I_{DSS}}{I_0} - \left(\frac{I_{DSS}}{I_0}\right)^2\left(\frac{u}{U_p}\right)^2}\right]$	$K_2 = 0$ $K = K_3 \approx 3{,}13\left(\frac{\hat{U}_e}{U_p}\right)^2$ % при оптимальной рабочей точке $I_0 = I_{DSS}$	$\hat{U}_e \approx 1{,}5$ В для $\lvert U_p \rvert = 2{,}6$ В

A11. Операционные усилители низкой частоты (звуковые)

Тип	NE 5534	MA-332	OP-37	OP-47	HA-5147	LT 1028
Технология	Биполярные транзисторы					
Напряжение питания, В	± 22	±25	±22	±22	±15	±15
Напряжение смещения, мВ	0,5...5	≤5	0,03	0,03	0,025	0,015
Входной ток покоя, нА	500	1000	20	20	10	15
Коэфф. усиления в режиме XX, дБ	100	100	120	120	125	120
Миним. импеданс нагрузки, кОм	0,6	0,6	5	5	2	2
Скорость нарастания сигнала, В/мкс	13	20	17	50	35	15
Плотность напряжения шума на входе, нВ/$\sqrt{Гц}$	3,5	3,5	3	3	3	0,9
Плотность шумового тока на входе, пА/$\sqrt{Гц}$	0,5	0,5	0,4	0,4	<1	1
Частота единичного усиления, МГц	>10	45	40	63	120	65

Тип	NE 5532 LM 833 (×2)	LF 351, TL 071 (1x), LF 353 TL 073 (2x), LF 347, TL 074 (4x)	MC 34081 (1x) MC 34082(2x) MC 34084 (4x)	LF 400	OPA-606	OP-42	TL 251 (1x) TL 252 (2x) TL 254 (4x)
Технология	Полевые транзисторы (ПТ)					Ижекц. ПТ	Линейная КМОП
Напряжение питания, В	±18	±18	±15	±18	±15	±22	1...16
Напряжение смещения, мВ	0,3...5	5...10	0,5...6	4	0,5	0,1...1,5	2...10
Входной ток покоя, нА	500	0,05	0,05	0,6	0,01	0,2	1 (<150) × 10^{-3}
Коэфф. усиления в режиме XX, дБ	110	100	100	106	110	115	
Миним. импеданс нагрузки, кОм	2	2	2	0,6	2		10
Скорость нарастания сигнала, В/мкс	5...7	13	≥25	57	35	57	≤4,5
Плотность напряжения шума на входе, нВ/$\sqrt{Гц}$	4,5	16			14	16	30
Плотность шумового тока на входе, пА/$\sqrt{Гц}$	0,7	<0,05			1,7	<0,1	<0,05
Частота единичного усиления, МГц	9	4	≥8	18	13	10	2,3

A12. Нормированные постоянные времени коррекции магнитофонов [A.12.1]

Скорость магнитной ленты v_B	Стандарт	τ_u/мкс	τ_A/мкс
76 см/с	DIN	—	17,5
38,1 см/с	DIN, IEC, CCIR	—	35
	NAB, EIA	3180	50
19,05 см/с	DIN (студийные магнитофоны),		
	CCIR, IEC	—	70
	DIN (бытовые магнитофоны),		
	NAB, EIA	3180	50
9,53 см/с	DIN, IEC, NAB, RIAA	3180	90
4,75 см/с	DIN до 1970	1590	120
	DIN с 1970	3180	120
Кассетные, 4,75 см/с	DIN до 1974 (Fe_2O_3)	1590	120
	DIN/IEC1 (Fe_2O_3)	3180	120
	DIN/IEC2 (CrO_2)		
	DIN/IEC3 ($Fe_2O_3 + CrO_2$)	3180	70
	DIN/IEC4 (Fe)		
2,4 см/с		3180	120

Остаточный поток Ф, соответствующий максимальному уровню:

$v_B \geqslant 19$ см/с $\Phi_B = 320$ пВб/мм ширины дорожки,
$v_B \leqslant 9{,}5$ см/с $\Phi_B = 250$ пВб/мм ширины дорожки.

Dolby/Highcom опорный уровень $\Phi_B' = 200$ пВб/мм ширины дорожки на кассетных магнитофонах $\rightarrow$ 580/600 мВ,
$\Phi_{B'} = 180$ пВб/мм ширины дорожки на катушечных магнитофонах.

Идеальная частотная характеристика коррекции усилителя воспроизведения [A12.2]

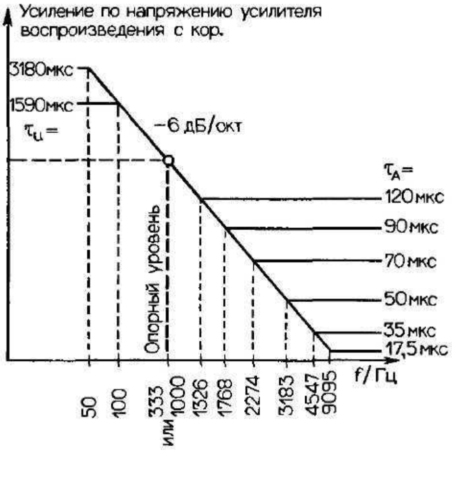


Рис. A12.1.

A13. Интегральные управляемые переключатели и регуляторы

Тип, изготовитель	Напряжение питания	Регулятор громкости	Регулятор тембра, (высокие/низкие)	Входной переключатель	Регулятор баланса B, регулятор субъект. громкости	Управление пост. напряжением	Цифровое управление	Относит. уровень шума	Коэфф. нелин. искажений	Число каналов	Примечание
TDA 1029 (Valvo)	+6... +20 В	–	–	2 × 4	–	+	+	>100 дБ	0,02%	2	Вых. буферный усилитель $v = 1$
LM 1037	5...28 В	–	–	4 × 2	–	+	+	>100 дБ	0,04%	2	Вых. буферный усилитель $v = 1$
LM 1038 (National Semicond.)	5...28 В	–	–	4 × 2	–	+	+	>100 дБ	0,04%	2	
TDA 1074 A	8...23 В	+ или	+	–	B	+	–	88 дБ	0,05%	2	«Электронный потенциометр»
TDA 1524	8...16 В	+	+	–	B, P	+	–	~70 дБ	0,3%	2	VCA
TDA 3810	5...16 В	–	–	–	Разделение и псевдостерео B, P	+	+	100 дБ	0,1%	2	Переносной радиоприемник стерео ТВ
TDA 3820 (Valvo)	8...18 W	+	+	–		–	I^2C-интерфейс	104 дБ	<0,01%	2	Аттенюатор с переключателем КМОП
TDA 4941	8...16 В	+	–	(+)	+	+	+	70 дБ	<0,5%	2	ТВ-стереоматрица, вход/выход видеомагнитофона, выход головных телефонов
TDA 4292	8...15 В	+	+	–	B, P Разделение и псевдостерео	+	–	77 дБ	0,5%	2	Регулятор постоянного напряжения
TDA 6200 (Siemens)	≤16 В	+	+	Зап/Воспр	B, P Квазистерео	–	I^2C-интерфейс	75 дБ	–	2	Цифровой регулятор постоянного напряжения

X9MME	+5 В	+					+	~70 дБ	<1%	1	100-ступенчатый резистивный регулятор, счетчик/ЗУ
LM 1035	8...18 В	+	+	–	В, Р	+	–	80 дБ	0,05%	2	Регулятор постоянного напряжения
LM 1036	9...16 В	+	+	–	В, Р	+	–	80 дБ	0,06%	2	
LM 1040	9...16 В	+	+	–	В, Р Ширина стереобазы	+	–	80 дБ	0,06%	2	
LMC 835	±7,5 В	–	–	–	14-полосный эквалайзер	–	Трехпроводная шина	110 дБ	0,002%	2	КМОП-аттенюатор с переключателем
LF 13006 LF 13007 (National Semicond.)	+5... ±18 В	(+)	–	–	–	–	+	Зависит от ОУ	внешн.	1	Резистивный регулятор-делитель с переключателем КМОП
AD 7110	±14 В	+	–	–	Р	–	+ 6-разрядный параллельный код	>100 дБ	0,003%	1	КМОП-ЦАП
AD 7111	5 В	+	–	–	–	–	+ 8-разрядный параллельный код	>100 дБ	0,003%	1	0...88,5 дБ
AD 7115	5 В	+	–	–	–	–	+ 2 × 4 + + 1 бит	>100 дБ	0,003%	1	0...19,9 дБ
AD 7118 (Analog Devices)	5 В	+	–	–	–	–	+ 6 бит	>100 дБ	0,004%	1	0...88,5 дБ

A14. Монолитные интегральные усилители мощности

Тип	Напряжение питания $U_п$, В	Ток покоя I_0, мА	Мощность рассеяния при 25°С $P_{T,25}$, Вт	Макс. вых. мощность P_L, Вт	Импеданс нагрузки R_L, Ом	Коэфф. усиления по напряжению V_u, дБ	Коэфф. нелинейных искажений (1 кГц/1 Вт), %	Тип корпуса
TDA 4920 (Siemens)	3,5...13	18	~10	2 × 4	⩾2	25...40	~1	SIP-9
TDA 4925 (Siemens)	3,5...17	20	~10	2 × 6	⩾4	25...40	~1	SIP-9
TDA 4930 (Siemens)	8...26	30	~20	2 × 8	⩾4	30...	0,2	SIP-9
TDA 1010A (Volvo)	6...24	30	9	6	⩾2	56	0,2	SOT-110B
TDA 1510/ 1515 (Volvo)	6...18	75	15	2 × 12	⩾2	⩽70	~1	SOT-141B
TDA 1512/ 1515 (Volvo)	15...35	65	15	13	⩾4	30	< 0,1 (Hi-Fi)	SOT-141B
TDA 1520 (Volvo)	15...40	45	40	20	⩾4	30	< 0,01 (Hi-Fi)	SOT-131
TDA 1514 (Volvo)	15...60	60	25	40	8	30	0,1	SOT-131
TDA 7050 (Volvo)	1,6...6	4	0,5	2 × 0,075 1 × 0,3	$I_{a,max}$ = 150 мА	26 (стерео) 32 (мост)	1	DIP-8
TDA 1904 (SGS)	4...20	19	6	3,5	⩾4	40	⩽1	Powerdip 16
TDA 1908 (SGS)	4...30	20	5	9	⩾4	40	⩽1	Quadlnine
TDA 1910 (SGS)	8...30	25	20	12	⩾4	30	<0,5	Multiwatt
TDA 2003 (SGS, TFK)	8...18	45	20	12	⩾2	40	<1	Pentawatt

TDA 2005 (SGS)	8...18	75	30	2 × 12	≥2	50	≤1	Multiwatt
TDA 2009 (SGS)	8...28	80	20	2 × 7	≥4	36	≤0,5	Multiwatt
TDA 2020 (SGS)	±5...±22	60	25	18,5	≥4	30	0,3	Quadlnine
TDA 2822M (SGS)	1,8...15	6	1,4	1+1	4...32	40	1	Minidip
TDA 2030A (SGS)	±6...±22	50	20	18	≥4	26	0,03	Pentawatt
TDA 2040 (SGS)	±2,5...±20	30	25	10	≥4	30	0,03	Pentawatt
TBA 810T (TFK)	4...25	12	1(5)	7	≥4	37	0,3	QIP Spezial
U 412B (TFK)	3...16	5	0,75	1,1	≥8	40	<1	DIP-8
U 2431B U 2432B (TFK)	1,8...8	12	1	2 × 0,22 1 × 0,88	4...32	43	0,5	SIP-9

A15. Интегральные схемы звукового диапазона, интерфейс I^2C

Назначение	Тип ИС	Параметры
Микропроцессор	MAB 84xx MAF 84xx PCF 84Cxx SDA 2011 SCC 68070	8-разрядное семейство, накопитель команд MAB 8048 H, ПЗУ 0...4 кбайт, ОЗУ 64 или 128 байт, интегральный декодер ИК-сигналов, 2 × 8 бит вх/вых, микропроцессор 16/32 бит, (МС 68000)
ОЗУ	PCD 8571 PCD 8570	ОЗУ 128 байт, корпус DIL-8, ОЗУ 256 байт, корпус DIL-8
ППЗУ	SDA 2216 SDA 2516 PCB 8582	РПЗУ 128 × 8 бит РПЗУ 128 × 8 бит РПЗУ 256 × 8 бит
Часы/календарь	PCB 8573	Кварцевый генератор 32,768 кГц, питание от батареи постоянного тока
Последовательно-параллельный преобразователь	PCF 8574	Двунаправленный 8-разрядный порт вх/вых
Усилитель индикаторных устройств	PCF 8576	До 160 светодиодов
	PCF 8577	До 64 светодиодов
Усилитель мощности, АЦП, ЦАП	SAA 1300	Усилитель мощности (пятикратный), 125 мА (например, как переключатель шкал, диапазонов)
	PCF 8591	8-разрядный АЦП, ЦАП, 4 канала
	TDA 8441	4 статических 6-разрядных ЦАП, 4 канала вх/вых
	TDA 8442	4 статических 6-разрядных ЦАП, 2 коммутационных выхода, 1 токовый выход
	SAB 3035	Интерфейс, 8 ЦАП
	SAB 3036	Интерфейс для устройств настройки
	SAB 3037	Интерфейс, 4 ЦАП
Дистанционное управление	SAB 3028	Транскодер кода RC-5 для интерфейса I^2C
Переключатель НЧ-сигналов, регулятор тембра	TDA 8420	Стерео, псевдостерео, расширитель базы, регулятор громкости, тембра, входной переключатель, 4 выходных канала

	TDA 8405	Стерео, 2-канальный звуковой декодер в телевидении
	TDA 8440	3-линейный аналоговый переключатель (2 – звук, 1 – видео) 3-стабильный
	TDA 6200	Стерео, регулятор громкости, баланса, тембра в ТВ-приемниках
	TDA 6300	3 входных канала, стереопереключатель, регулятор громкости, баланса, тембра, регулируемый промежуточный выход, 4 выходных канала
Процессор	SAA 7250A	Фильтр преобразования цифрового потока, интерфейс I^2C
	SAA 7250B	Ревербератор, интерфейс I^2C
	SAA 7250C	Компандер или 10-полосный эквалайзер, интерфейс I^2C

Приложение В. Программы для расчетов на ЭВМ

Приведенные ниже программы написаны на стандартном языке Бейсик и предназначены для использования в микроЭВМ с операционной системой CP/M емкостью памяти 64 кбайт, экраном дисплея шириной 80 знаков (например, персональной ЭВМ фирмы Philips типа P-2000`C). Программы могут использоваться и на ЭВМ других систем (например, Commodor, ATARI и т. д.), для чего необходимо лишь модифицировать входные и выходные инструкции и признаки конца строки.

В1. Программа «Сеть»

По этой программе рассчитывается АЧХ (малосигнальный анализ по переменному току) определенной схемы. При этом непосредственно определяется соотношение амплитуд и фаз сигнала на выходе (узловая точка 1) со входными амплитудами и фазами сигнала (узловая точка 2). Расчет проводится методом анализа узлов с разложением «справа-слева» для решения уравнений.

Допустимые элементы схем: сопротивления R, емкости C индуктивности L и управляемые напряжением источники тока G (с частотно-зависимыми коэффициентами усиления). Источники напряжения следует заменить эквивалентными источниками тока (рис. В1). Максимальное число узлов (без узлов заземления 23, земле придается узел 0). Входным сигналом является сигнал источника тока I_0, подключенного к узлу 1. Между узлом 2 и землей должен быть включен по меньшей мере один элемент (деталь) схемы.

Исходные данные элементов имеют форму:

сопротивление: *Rij* значение

емкость: Cy значение

индуктивность: *Lij* значение

управляемый напряжением источник тока: *Gklij* значение 1,

значение 2

(здесь *i, j, к, /*-номера узлов, **значение**–**номинал** в единицах измерения,

$$\text{Значение 1} = \text{Проводимость } g_m = \frac{\text{Усиление по напряжению}}{\text{Внутреннее сопротивление}},$$

значение 2 равно граничной частоте полосы пропускания на уровне -3 дБ в Гц (значение 2 равно 0; $f_{3дБ} \to \infty$)).

Коррекция последнего ввода: !

Конец ввода данных элементов: *

Затем проводится опрос нижней граничной частоты (в Гц, $\neq 0$), верхней граничной частоты (в Гц) и количества частот для расчета.

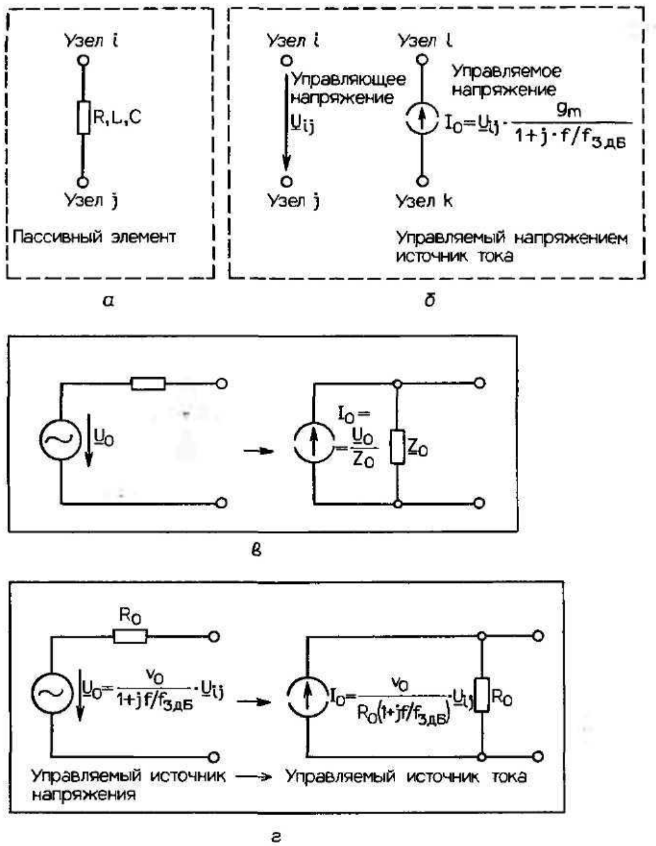


Рис. В1. Допустимые элементы *(а)*, **(*б*)**; замена источника напряжения эквивалентным источником тока (в), (г).

Пример:

вводные данные для схемы, показанной на рис. В2:

АНАЛИЗ ЦЕПИ

Число узлов без узла массы = ? 4

Ввод элементов схемы

(Вход = узел 1; выход = узел 2)

? *R*1 1 3 994.72
? *R*2 3 2 994.72
? *R*3 3 4 497.4
? *RE* 4О 1E6
? *R*1 2 0 50
? *RIN* 1 0 1
1C A 2 ЮЕ-9
?C1 3 0 320E-9
?G 2 0 4 0 -2000 100

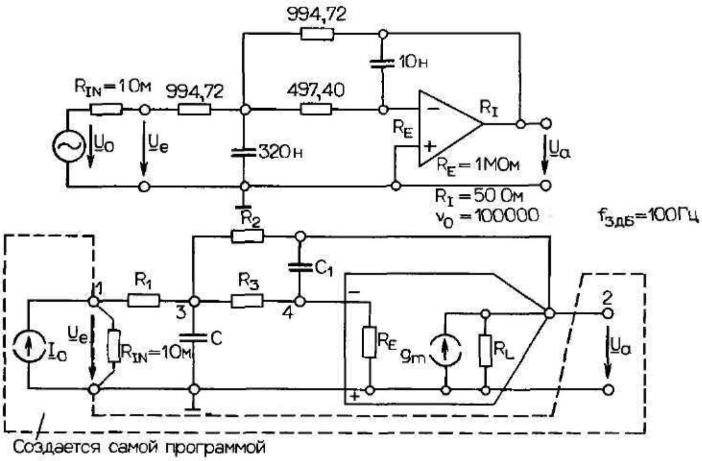


Рис. В2. Малосигнальная схема активного фильтра НЧ 2-го порядка.

Частоты:

Стартовая частота: ? 100

Частота остановки: ? 10000

Количество частотных точек: ? 20

Результаты:

Частота (Гц)	Амплитуда (дБ)	Фаза (град)
100	4.91596E–03	179.285
127.428	7.87078E–03	179.088
162.378	.0126701	178.837
206.914	.0204646	178.517
263.665	.0331349	178.108
335.982	.0537293	177.582
428.133	.0872506	176.907
545.56	.141862	176.032
695.193	.231043	174.889
885.867	.377175	173.371
1128.84	.617924	171.301
1438.45	1.01792	168.357
1832.98	1.69041	163.865
2335.72	2.83282	156.175
2976.35	4.69307	140.344
3792.69	6.2862	102.396
4832.93	2.43027	53.0192
6158.49	–3.88929	29.4841
7847.61	–9.54576	19.116
10000	–14.6107	13.5008

Новая цепочка (N) другие частотные данные (F) – программа закончена (E)?

Ввод с коррекцией:

Ввод данных элементов схемы
(Вход = узел 1; выход = узел 2)

? *R* 1 2 50
? !
Последний пассивный элемент стереть? (*Y*/*N*)
? У
Элемент стерт!
? *R* 1 2 1000
? …

Текст программы

```
1 REM *************************************
2 REM ** Анализ цепи на PHILIPS P2000 C **
3 REM ** Имя пользователя ****************
4 REM*************************************

5 0=23:DEF FNC$(CZ,CS)=CHR$(27)+"Y"+CHR$(CZ+31)+CHR$(CS+31)
10 GOTO 4000
20 S=1
100 FOR Z=1 TO N:FOR S=1 TO N
110 RL(Z,S)=0:IL(Z,S)=0:RU(Z,S)=0:IU(Z,S)=0
120 NEXT S:NEXT Z
130 FOR P=1 TO N:RL(P,P)=1:NEXT P
200 FOR S=1 TO N
210 FOR Z=1 TO S
220 P=1:L=Z-1:RSUM=0:ISUM=0
230 IF P>L THEN 250
235 FOR P=P TO L
240 RSUM=RSUM+RL(Z,P)*RU(P,S)-IL(Z,P)*IU(P,S)
241 ISUM=ISUM+RU(P,S)*IL(Z,P)+RL(Z,P)*IU(P,S)
245 NEXT P
250 RU(Z,S)=RA(Z.S)-RSUM
251 IU(Z,S)=IA(Z,S)-ISUM
260 NEXT Z
265 IF RU(S,S)<>0 OR IU(S.S)<>0 THEN GOTO 267
266 PRINT "Деление на 0 в строке 265; нет соединения 1<->0
или 1<->2;требуется изменение схемы;поэтому:";:STOP
267 IF S=N THEN 330
270 FOR Z=S+1 TO N
280 P=1:L=Z-1:RSUM=0:ISUM=0
```

```
290 IF P>L THEN 310
295 FOR P=P TO L
300 RSUM=RSUM+RL(Z,P)*RU(P,S)-IL(Z,P)*IU(P,S)
301 ISUM=ISUM+RU(P,S)*IL(Z,P)+RL(Z,P)*IU(P,S)
305 NEXT P
310 R1=RA(Z,S)-RSUM:I1=IA(Z,S)-ISUM:R2=RU(S,S):I2=IU(S,S)
311 NN=R2*R2+I2*I2
312 RL(Z,S)=(R1*R2+I1*I2)/NN
313 IL{Z.S)=(I1*R2-R1*I2)/NN
320 NEXT Z
330 NEXT S
398 FOR I=1 TO N:FOR J=1 TO N:RA(I,J)=0:IA(I,J)=0:NEXT J:
NEXT I
400 FOR S=1 TO N
410 FOR Z=S TO N
420 K=S:L=Z-1:RSUM=0:ISUM=0
430 IF K>L THEN 450
435 FOR K=S TO L
440 RSUM=RSUM+RL(Z,K)*RA(K,S)-IL(Z,K)*IA(K,S)
441 ISUM=ISUM+IL(Z,K)*RA(K,S)+RL(Z,K)*IA(K,S)
445 NEXT K
450 R1=(Z=S)-RSUM:I1=-ISUM:R2=RL(Z,Z):I2=IL(Z,Z)
451 NN=R2*R2+I2*I2
452 RA(Z.S)=(R1*R2+I1*I2)/NN
453 IA(Z.S)=(I1*R2-R1*I2)/NN
460 NEXT Z:NEXT S
465 FOR I=1 TO N:FOR J=1 TO N:RL(I,J)=0:IL(I,J)=0:NEXT J:
NEXT I
470 FOR S=1 TO N
480 FOR Z=S TO 1 STEP -1
490 K=Z+1:L=S:RSUM=0:ISUM=0
500 IF K>L THEN 520
505 FOR K=K TO L
510 RSUM=RSUM+RU(Z,K)*RL(K,S)-IU(Z,K)*IL(K,S)
511 ISUM=ISUM+IU(Z,K)*RL(K,S)+RU(Z,K)*IL(K,S)
515 NEXT K
520 R1=(Z=S)-RSUM:I1=-ISUM:R2=RU(Z,Z):I2=IU(Z,Z)
521 NN=R2*R2+I2*I2
522 RL(Z,S)=(R1*R2+I1*I2)/NN
523 IL(Z,S)=(I1*R2-R1*I2)/NN
530 NEXT Z:NEXT S
1000 FOR Z=1 TO N
1010 FOR S=1 TO N
1020 RSUM=0:ISUM=0
1030 FOR K=1 TO N
1040 RSUM=RSUM+RA(K,S)*RL(Z,K)-IA(K,S)*IL(Z,K):RU(Z,S)=RSUM
```

```
1041 ISUM=ISUM+IA(K,S)*RL(Z,K)+RA(K,S)*IL(Z,K):IU(Z,S)=ISUM
1050 NEXT K:NEXT S:NEXT Z
1060 FOR Z=1 TO N
1070 RSUM=0:ISUM=0
1080 FOR K=1 TO N
1090 RSUM=RSUM+RB(K)*RU(Z,K)-IB(K)*IU(Z,K):RR(Z)=RSUM
1091 ISUM=ISUM+IB(K)*RU(Z,K)+RB(K)*IU(Z,K):IR(Z)=ISUM
1100 NEXT K:NEXT Z
2000 RETURN
4000 PRINT CHR$(12):PRINT :PRINT "АНАЛИЗ ЦЕПИ"
4010 PRINT :PRINT :INPUT "Число узлов без узла массы=";N
4020 IF N<=0 OR N<>INT(N) THEN PRINT "Вход не разрешен!":
GOTO 4010
4030 IF N>0 THEN PRINT "Максимальное число узлов";0;"!":
GOTO 4010
4035 IF N=1 THEN PRINT "Минимум 2 узла!!! (входной и
выходной узлы);повторить ввод!":GOTO 4010
4040 DIM RA(N,N),RL(N,N),RU(N,N),RB(N),RR(N)
4050 DIM IA(N,N),IL(N,N),IU(N,N),IB(N),IR(N)
4060 DIM T$(40),ART$(3*0),BDAT(3*0,3),GQ(30,6),T1$(1),T2$(20)
4070 IF N>0 THEN PRINT "Максимальное число узлов";0;"Г:
GOTO 4050
4100 PRINT CHR$(12);CHR$(10);CHR$(10);CHR$(10);"ВВОД ДАННЫХ
ЭЛЕМЕНТОВ"
4105 PRINT:PRINT "(ввод=узвл 1; выход=узел 2)":PRINT:PRINT
4110 PASS=0:AKT=0:PI=4*ATN(1)
4120 ON ERROR GOTO 4130:GOTO 4140
4130 ON ERROR GOTO 4130:PRINT"Вход не разрешен!!!"
4140 INPUT T$
4150 T1$=LEFT$(T$,1)
4160 IF T1$<>"R" AND T1$<>"L" AND T1$<>"C" AND T1$<>"G" AND
T1$<>"!" AND T1$<>"*" THEN GOTO 4130
4162 S=1
4164 IF MID$(T$.S.1)<>" " ANO MID$(T$,S+1,1)=" " THEN T$=
LEFT$(T$,S)+"#"+RIGHT$(T$,LEN(T$)-S):S=S+1
4166 S=S+1
4168 IF S<LEN(T$) THEN GOTO 4164
4170 IF T1$="*" THEN GOTO 4600
41B0 IF T1$="!" THEN GOTO 4500
4190 IF T1$-"G" THEN GOTO 4400
4195 IF PASS=0 THEN ART$=T1$:GOTO 4210
4200 ART$=LEFT$(ART$.PASS)+T1$
4210 FOR D=1 TO 3
```

```
4220 GOSUB 4300
4225 IF D<=2 AND VAL(T$)>N THEN GOTO 4130
4230 BDAT(PASS+1,D)=VAL(T$)
4240 NEXT D
4250 PASS=PASS+1
4260 GOTO 4140
4300 S=2
4310 IF MID$(T$,S,1)<>" " THEN S=S+1:GOTO 4310
4320 IF MID$(T$,S,1)=" " THEN S=S+1:GOTO 4320
4330 T$=MID$(T$,S,LEN(T$)-S+1)
4340 RETURN

4400 FOR D=1 TO 6
4410 GOSUB 4300
4415 IF D<=4 AND VAL(T$)>N THEN GOTO 4130
4420 GQ(AKT+1,D)=VAL(T$)
4430 NEXT D
4440 AKT=AKT+1
4450 GOTO 4140
4500 IF PASS=0 THEN GOTO 4540
4510 PRINT "Последний пассивный элемент стереть?(Y/N)":INPUT
T$
4520 IF T$<>"Y" THEN GOTO 4540
4530 PASS=PASS-1:PRINT "Элемент СТерТ!":GOTO 4140
4540 IF AKT=0 THEN GOTO 4140
4550 PRINT "Последний управляемый источник стврееть?(Y/N)":
INPUT T$
4560 IF T$="Y" THEN AKT=AKT-1:PRINT "Источник стерт!"
4570 GOTO 4140
4600 ON ERROR GOTO 4600:PRINT CHR$(12):PRINT:PRINT:
PRINT TAB (30) "ЧАСТОТНЫЕ ДАННЫЕ:":PRINT:PRINT
4603 PRINT TAB(27);"Стартовая частота:" INPUT F1:PRINT
4605 PRINT TAB(27);"Стоп-частота:";:INPUT F2:PRINT
4607 PRINT TAB(15);"Количвство частотных точек:";:INPUT FP
4612 FP=INT(ABS(FP))
4614 IF F1<=0 OR F2<=F1 OR FP=0 THEN GOTO 4600
4616 FQ=F1:IF FP=1 THEN GOTO 4620
4618 FM=EXP(LOG(F2/F1)/(FP-1))
4620 PRINT CHR$(12);CHR$(10);CHR(10);CHR$(10);TAB(14)"ЧАСТОТА
(Гц)   АМПЛИТУДА (дБ)   ФАЗА (град)":PRINT :PRINT
4630 FOR FZ=1 TO FP
4650 FOR G=1 TO N:FOR H=1 TO N
4660 RA(G,H)=0:IA(G,H)=0:NEXT H
```

```
4670 RB(G)=0:IB(G)=0:NEXT G
4700 RB(1)=-.001
4710 FOR D=1 TO PASS
4720 P1=BDAT(D,1):P2=BDAT(D,2)
4730 IF MID$(AR`$,D,1)="R" THEN GOSUB 6000:GOTO 4760
4740 IF MID$(ART$,D,1)="L" THEN GOSUB 6100:GOTO 4760
4750 GOSUB 6200
4760 NEXT D
4770 IF AKT=0 THEN GOTO 4900
47B0 FOR D=1 TO AKT
4790 P1=GQ(D,1):P2=GQ(D,2):P3=GQ(D,3):P4=GQ(D,4):P5=GQ(D,5):
P6=GQ(D,6)
4793 IF P6=0 THEN GOTO 4800
4795 P5=P5/(1+FQ*FQ/(P6*P6)):P6=-P5*FQ/P6
4800 ON ERROR GOTO 4810:RA(P1,P3)=RA(P1,P3)+P5
4810 ON ERROR GOTO 4820:IA(P1,P3)=IA(P1,P3)+P6
4820 ON ERROR GOTO 4830:RA(P1,P4)=RA(P1,P4)-P5
4B30 ON ERROR GOTO 4840:IA(P1,P4)=IA(P1,P4)-P6
4840 ON ERROR GOTO 4850:RA(P2,P3)=RA(P2,P3)-P5
4850 ON ERROR GOTO 4860:IA(P2,P3)=IA(P2,P3)-P6
4860 ON ERROR GOTO 4870:RA(P2,P4)=RA(P2,P4)+P5
4870 ON ERROR GOTO 4880:IA(P2.P4)=IA(P2.P4)+P6
4880 NEXT D
4900 GOSUB 20
4905 T2$="
4910 NN=RR(1)*RR(1)+IR(1)*IR(1)
4920 P1=(RR(2)*RR(1)+IR(2)*IR(1))/NN
4930 P2=(IR(2)*RR(1)-RR(2)*IR(1))/NN
4940 AMPL=10*LOG(P1*P1+P2*P2)/LOG(10)
4950 IF P1=0 THEN PHASE=90*SGN(P2):GOTO 4985
4955 IF P2=0 THEN PHASE=-90*(SGN(P1)-1):GOTO 4985
4960 PHASE=ATN(P2/P1)
4970 IF P1<0 THEN PHASE=RHASE+PI*SGN(P2)
4980 PHASE=PHASE*180/PI
4990 PRINT TAB(14);FQ;TAB(34);AMPL;TAB(55);PHASE
4995 FQ=FQ*FM
5000 NEXT FZ
5010 INPUT "Новая цепь (N)-Другие частоты (F) -Программа
закончена (E)";T$
5030 IF T$o"N" AND T$<>"F" AND T$<>"E" THEN GOTO 5010
5040 IF T$="F" THEN GOTO 4600
```

```
5045 IF T$="E" THEN PRINT "В таком случае до следующего
раза!":END
5050 RUN
6000 P3=1/BDAT(D,3)
6010 ON ERROR GOTO 6020:RA(P1,P1)=RA(P1,P1)+P3
6020 ON ERROR GOTO 6030:RA(P2.P2)=RA(P2.P2)+P3
6030 ON ERROR GOTO 6050:RA(P1,P2)=RA(P1,P2)-P3
6040 RA(P2,P1)=RA(P2,P1)-P3
6050 RETURN
6100 P3=-1/(2*PI*FQ*BDAT(D,3)):GOTO 6210
6200 P3=2*PI*FQ*BDAT(D,3)
6210 ON ERROR GOTO 6220:IA(P1,P1)=IA(P1,P1)+P3
6220 ON ERROR GOTO 6230:IA(P2,P2)=IA(P2,P2)+P3
6230 ON ERROR GOTO 6250:IA(P1,P2)=IA(P1,P2)-P3
6240 IA(P2.P1)=IA(P2.P1)-P3
6250 RETURN
```

B2. Программа «Шум»

По этой программе рассчитывается напряжение шума (плотность шума и суммарный шум, без частотного взвешивания и со взвешиванием по кривой А) усилителя с заданной АЧХ при разных источниках сигнала. Учитывается тепловой шум источника сигнала при абсолютной температуре 300°K, а также эквивалентный источник шумового напряжения и тока на входе (рис. B3, *а*). Расчет проводится способом численного интегрирования (правило трапеции) по 50 частотным точкам между свободно выбираемыми граничными частотами.

В качестве источников сигнала могут служить типы источников, показанные на рис. B3, *б*, частотная характеристика определяется выбором трех граничных частот на рис. B3,в.

Необходимые вводные данные:

Усилитель:

плотность напряжения шума u_{nV} в $нВ/\sqrt{Гц}$,
граничная частота напряжения мерцательного шума f_{uF} в Гц,
плотность шумового тока i_{nV} в $пА/\sqrt{Гц}$,
граничная частота тока мерцательного шума f_{iF} в Гц.

Источник сигнала 1:
сопротивление R в омах.

Источник сигнала 2:
омическое сопротивление катушки R_S в омах,
индуктивность L_S в генри,
емкость поперечной ветви C_P в фарадах,
емкость связи C_C в фарадах,
нагрузочное сопротивление R_L в омах.

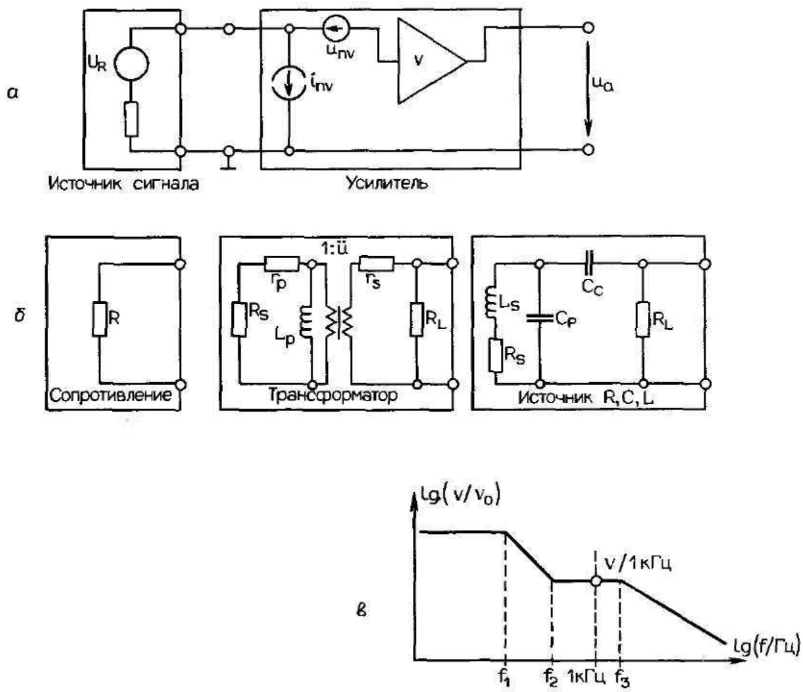


Рис. В.3 Схема усилителя для расчета шума (о), источники звуковых сигналов *(б),* передаточные функции (в).

Источник сигнала 3:

внутреннее сопротивление R_S в омах,
сопротивление первичной обмотки r_p в омах,
индуктивность L_P в генри,
сопротивление вторичной обмотки r_S в омах,
отношение числа витков обмоток U,
нагрузочное сопротивление R_L в омах.

Линейный усилитель (усилитель с равномерной АЧХ):

коэффициент усиления по напряжению *v*.

Усилитель-корректор

1. Граничная частота (полюс) f_1 в Гц.
2. Граничная частота (нуль) f_2 в Гц.
3. Граничная частота (полюс) f_3 в Гц.

Усиление по напряжению на частоте **1** кГц: *v*.

Полоса частот:

нижняя граничная частота в Гц,
верхняя граничная частота в Гц.

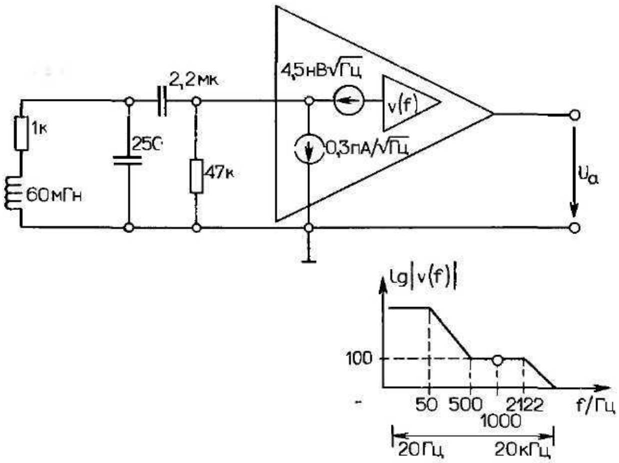


Рис. В4. Пример схемы для анализа шума.

Пример:

Вводные данные для расчета схемы на рис. В4.

```
АНАЛИЗ ШУМА
Модели:
      (1) источник с активным внутренним сопротивлением
      (2) источник с внутренним сопротивлением R-L-C
      (3) источник с трансформаторным выходом
Ваш выбор:? 2
Источник с внутренним сопротивлением R-L-C
Напряжение шума усилителя
Плотность напряжения шума? 4.5
Граничная частота ?        50
Шумовой ток усилителя
Плотность шумового тока ? .3
Граничная частота ?       100
Rs = ? 1000
Ls = ? .6
Cp = ? 250E-12
Cc = ? 2.2E-6
R1 = ? 47000

МОДЕЛЬ УСИЛИТЕЛЯ
               (1) с равномерной АЧХ
               (2) корректированный
Ваш выбор ? 2
Корректированный
Граничные частоты:
f1 = ? 50
f2 = ? 500
f3 = ? 2122
Каково усиление на частоте 1 кГц ? 100
```

Выданные результаты:

ЧАСТОТНЫЕ ГРАНИЦЫ АНАЛИЗА

Нижняя граничная частота ? 20
Верхняя граничная частота ? 20000

Частота	E_n (Вход)	E_n (Выход)	E_n (со взвешиванием по кривой А)
20	9.91318E 09	9.11903E–06	2.72291E-08
35.1502	8.25365E-09	6.70018E-06	8.92403E-08
71.1296	7.16061E–09	4.11547E–06	2.478E–07
143.937	6.61164E–09	2.22995E 06	4.173E-07
291.27	6.36083E-09	1.22155E–06	5.22322E-07
589.411	6.35015E–09	7.91483E-07	6.06205E–07
1192.73	6.79523E-09	6.35329E-07	6.68633E–07
2413.59	8.59585E-09	5.73705E-07	6.58447E–07
4884.11	1.41523E–08	5.612E–07	5.85582E-07
9883.44	2.7697E-08	5.76327E -07	4.22797E–07
20000	2.42156E-08	2.53017E–07	9.20356E–08

Напряжение шума на входе = 3.3446E 06 В
Напряжение шума на выходе = 9.13364E-05 В
Напряжение шума на выходе со взвешиванием по кривой А = 6.2045E–05 В

Текст программы

```
10   REM   ************************************
20 REM **Анализ шума на PHILIPS P-2000 C **
30 REM ** Имя пользователя ***************
40REM*************************************

50 DIM ENE2(50),ENA2(50).ENAA2(50)
100 PRINT CHR$(12);"АНАЛИЗ ШУМА":PRINT :PRINT :PRINT
110 PRINT "Модель:":PRINT
120 PRINT "      (1) резистивный источник":PRINT
130 PRINT "      (2) R-L-C источник ":PRINT
140 PRINT "      (3) трансформаторный источник":PRINT
150 ON ERROR GOTO 150:PRINT "Ваш выбор:";:INPUT M
160 IF M<=0 OR M>3 OR M<>INT(M) THEN PRINT "Недействительно!
":GOTO 150
170 IF M=1 YHEN GOSUB 1000:GOTO 200
1B0 IF M=2 THEN GOSUB 2000:G0T0 200
190 GOSUB 3000
200 PRINT CHR$(12);"МОДЕЛЬ УСИЛИТЕЛЯ":PRINT :PRINT
210 PRINT "       (1) линейная АЧХ":PRINT
220 PRINT "       (2) корректор":PRINT :PRINT
```

```
230 ON ERROR GOTO 230:PRINT "Ваш выбор:";:INPUT G
240 IF G<>1 AND G<>2 THEN PRINT "Недействительно!":GOTO 230
250 IF G=2 THEN GOTO 300
260 PRINT CHR$(12);"Линейная АЧХ":PRINT :PRINT
270 ON ERROR GOTO 270:PRINT "Как велико усиление";:INPUT HO
280 IF H0=0 THEN PRINT "Этот ввод нецелесообразен!!!":GOTO
270
290 GOTO 350
300 PRINT CHR$(12);"Корректор":PRINT :PRINT
310 PRINT "Граничная частота:":PRINT
320 ON ERROR GOTO 320:PRINT "f1= ";:INPUT F1:IF F1<=0
THEN GOTO 320
330 ON ERROR GOTO 330:PRINT "f2=  ";:INPUT F2:IF F2<=0
THEN GOTO 330
340 ON ERROR GOTO 340:PRINT "f3= ";:INPUT F3:IF F3<=0
GOTO 340
342 ON ERROR GOTO 342:PRINT "Каково усиление на частоте
1 кГц";:INPUT HO
344 IF H0=0 THEN PRINT "Ввод нецелесообразен!!!":GOTO 342
346 F=1000:GOSUB 5000:H0=H0*H0/SQR(H2)
350 PRINT CHR$(12);"ЧАСТОТНЫЕ ГРАНИЦЫ АНАЛИЗА":PRINT :PRINT
360 ON ERROR GOTO 360:PRINT "Нижняя граничная частота";:
INPUT FU
370 IF FU<=0 THEN PRINT "Ввод нецелесообразен":GOTO 360
3B0 ON ERROR GOTO 380:PRINT "Верхняя граничная частота";:
INPUT FO
390 IF FO<=FU THEN PRINT "Ввод нецелесообразен":GOTO 380
395 ON ERROR GOTO 400:A=2/0
400 FM=EXP(LOG(FO/FU)/49):PI=4*ATN(1):K=1.3854E-23:KT=
K*300:REM при 300 Кельвина
410 F=FU:FD=FU/FM:UE2=0:UA2=0:UAA2=0
415 PRINT CHR$(12):PRINT TAB(7) "Частота";TAB(22);"En (Вход)
";TAB(43) "En (Выход)";TAB(63) "En (С оценкой по кривой
 A)":PRINT
420 FOR I=1 TO 50
430 IF M=1 THEN GOSUB 1500:GOTO 460
440 IF M=2 THEN GOSUB 2500:GOTO 460
450 GOSUB 3500
460 ENE2(I)=ENI2
470 IF G=2 THEN GOSUB 5000:GOTO 490
480 H2=H0*H0
490 ENA2(I)=ENE2(I)*H2
500 GOSUB 5500
510 ENAA2(I)=ENA2(I)*HA2
```

```
520 IF I=1 OR INT(I/5)=I/5 THEN PRINT TAB(7) F;TAB(22)
SQR(ENE2(I));TAB(43) SQR(ENA2(I));TAB(63) SQR(ENAA2(I))
530 IF I-1 THEN GOTO 570
540 UE2=UE2+(ENE2(I-1)+ENE2(I))*(F-FD)/2
550 UA2=UA2+(ENA2(I-1)+ENA2(I))*(F-FD)/2
560 UAA2=UAA2+(ENAA2(I-1)+ENAA2(I))*(F-FD)/2
570 FD=F:F=F*FM
580 NEXT I
590 PRINT:PRINT TAB(23) "Напряжение шума на входе=";SQR
(UE2);"Вольт"
600 PRINT TAB(23) "Напряжение шума на выходе=";SQR(UA2);
"Вольт"
610 PRINT TAB(23} "Напряжение шума на выходе взвешенное-"
;SQR(UAA2);"Вольт"
620 PRINT :PRINT "     (1) Еще один расчет"
625 PRINT "    (2) Сделать распечатку"
630 PRINT "    (3) Программу закончить"
640 ON ERROR GOTO 640:PRINT " Ваш выбор";: INPUT D
650 IF D<>1 AND D<>2 AND D<>3 THEN PRINT "
Недействительно!":GOTO 640
660 IF D=1 THEN RUN
670 IF D=3 THEN PRINT "В таком случае до следующего раза":
END
680 ON ERROR GOTO 5S00:G0SUB 5700:GOTO 620
999 REH Вход для резистивной модели
1000 PRINT CHR$(12);"Резистивный источник":PRINT :PRINT
1010 GOSUB 1200
1020 ON ERROR GOTO 1020:PRINT "R1 - ";:INPUT RI
1030 IF RI<=0 THEN PRINT "R1 должно быть больше 0!!!":
GOTO 1020
1040 RETURN
1199 REH Вход общий для всех моделей
1200 PRINT "Напряжение шума усилителя":PRINT
1202 ON ERROR GOTO 1202:PRINT "Плотность напряжения шума
на входе";:INPUT EN
1204 IF EN<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 1202
1206 EN=EN*1E-09
1210 ON ERROR GOTO 1210:PRINT "Граничная частота";:INPUT F01
1220 IF F01<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше OM!"
:60T0 1210
1250 PRINT :PRINT "Шумовой ток усилителя":PRINT
```

```
1252 ON ERROR GOTO 1252:PRINT "Плотность шумового тока";:
INPUT IN
1254 IF IN<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!":
GOTO 1252
1260 ON ERROR GOTO 1260:PRINT "Граничная частота";:INPUT F03
1266 IN=IN*1E-12
1270 IF F03<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 1260
1300 RETURN
1499 REM Расчет Еn1"2 для резистивной модели
1500 GOSUB 1700
1510 ENI2=4*KT*RI+EN2+IN2*RI*RI
1520 RETURN
1699 REM Расчет Еn"2 и In^2
1700 EN2=EN*EN*(F01/F+1)
1710 IN2=IN*IN*(F03/F+1)
1730 RETURN
1999 REM Вход для источника R-L-C
2000 PRINT CHR$(12);"R-L-C источник":PRINT :PRINT
2010 GOSUB 1200
2020 ON ERROR GOTO 2020:PRINT "Rs = ";:INPUT RS
2030 IF RS<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 2020
2040 ON ERROR GOTO 2040:PRINT "Ls = ";:INPUT LS
2050 IF LS<0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 2040
2060 ON ERROR GOTO 2060:PRINT "Cp = ";:INPUT CP
2070 IF CP<0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 2060
2080 ON ERROR GOTO 2080:PRINT "Cc = ";:INPUN CC
2090 IF CC<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 2080
2100 ON ERROR GOTO 2100:PRINT "RI = ";:INPUT RL
2110 IF RL<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 2100
2120 RETURN
2499 REM Расчет Eni^2 для модели R-L-C
2500 GOSUB 1700
2510 OM=2*PI*F
2520 X1=RL*(1-OM*OM*LS*(CC+CP))
2530 X2=0M*RL*RS*(CC+CP)
2540 X3=1-OM*OM*(RL*RS*CC*CP+LS*(CC+CP))
2550 X4=OM*(RL*CC*(1-OM*OM*CP*LS)+RS*(CC+CP))
2560 X5=0M*RL*CC
```

```
2570 X6=1-OM*OM*(RL*RS*CC*CP+LS*(CP+CC))
2580 X7=OM*(RS*(CP+CC)+RL*CC-OM*OM*RL*LS*CC*CP)
2590 ENI2=EN2+(IN2+4*KT/RL)*(X1*X1+X2*X2)/(X3*X3+X4*X4)+
4*KT*RS*X5*X5/(X6*X6+X7*X7)
2600 RETURN
2999 REM Вход для трансформаторного источника
3000 PRINT CHR$(12);"Трансформаторный источник":PRINT :
PRINT :GOSUB 1200
3010 ON ERROR GOTO 3010:PRINT "Rs = ";:INPUT RS
3020 IF RS<=0 THEN PRINT "Величина должны быть больше 0!!!"
:GOTO 3010
3030 ON ERROR GOTO 3030:PRINT "rp = ";:INPUT R1
3040 IF R1<0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 3030
3050 ON ERROR GOTO 3050:PRINT "Lp = ";:INPUT LP
3060 IF LP<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 3050
3070 ON ERROR GOTO 3070:PRINT "u = ";:INPUT T
3080 IF T<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 3070
3090 ON ERROR GOTO 3090:PRINT "rs = ";:INPUT R2
3100 IF R2<0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 3090
3120 ON ERROR GOTO 3120:PRINT "RL - ";:INPUT RL
3130 IF RL<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!"
:GOTO 3120
3150 RETURN
3499 REM Расчет Eni 2 для трансформаторного источника
3500 GOSUB 1700
3510 OM=2*PI*F
3520 FU2=(OM*LP*T*RL)^2/(((RS+R1)*(R2+RL))^2+
(OM*LP*(T*T*(RS+R1)+(R2+RL)))^2)
3530 X1=RL*R2*(RS+R1)
3540 X2=OM*LP*RL*(R2+T*T*(RS+R1))
3550 X3=(RL+R2)*(RS+R1)
3560 X4=OM*LP*(RL+R2+T*T*(RS+R1))
3570 ENI2=EN2+4*KT*R2+4*KT*(RS+R1)*FU2+(IN2+4*KT/RL)*
(X1*X1+X2*X2)/(X3*X3+X4*X4)
3580 RETURN
4999 REM Расчет передаточной функции корректора
5000 H2=H0*H0*((F*F)/(F2*F2)+1)/(((F*F)/(F1*F1)+1)*((F*F)/
(F3*F3)+1))
5010 RETURN
5499 REM Расчет передаточной функции ANSI-A
5500 HA2=2.525E-15*F*F*F*F*F*F*F*F/((1+F*F/100)*(1+F*F/
```

```
(31.65*31.65))*(1+F*F/(7943*7943)))
5510 HA2=HA2/((1+F*F/(25000*25000))*((1-F*F/(281.8*281.8))^
2+F*F/(.33*281.8*.33*281.8)))
5520 RETURN
5699 REM Выражение
5700 LPRINT TAB(7) "Частота";TAB(22) "En (Вход)";TAB(43) "
En (Выход)";TAB(63) "En (Со взвешиванием по кривой А)":
LPRINT
5710 F=FU
5720 FOR I=1 TO 50
5725 IF I<>1 AND INT(I/5)*5<>I THEN GOTO 5740
5730 LPRINT TAB(7) F;TAB(22) SQR(ENE2(I));TAB(43) SQR(
ENA2(I)); TAB(63) SQR(ENAA2(I))
5740 F=F*FM
5750 NEXT I
5760 LPRINT :LPRINT TAB(23) "Напряжение шума на входе -";
SQR(UE2);"Вольт"
5770 LPRINT TAB(23) "Напряжение шума на выходе-"
;SQR(UA2);"Вольт"
5780 LPRINT TAB(23) "Напряжение шума на выходе со
взвешиванием по кривой А=";SQR(UAA2);"Вольт"
5790 LPRINT:LPRINT:LPRINT
5800 RETURN
5900 PRINT :PRINT TAB(10) "Ошибка печати;проверить машину"
:PRINT :PRINT:GOTO 620
```

В3. Программа «Клир»

По этой программе рассчитываются стационарные нелинейные искажения (клир-фактор) биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером или дифференциального усилителя с обратной связью (или без нее) по цепи эмиттерного сопротивления (рис. В5).

Исходные данные должны содержать:

вариант схемы 1 или 2
постоянный ток коллектора I_C в мА
сопротивление ОС в цепи эмиттера R_e в Ом
входное напряжение (пиковое значение) U_e в мВ

Пример:

вводные данные для схемы рис. В5 в с $I_C = 1$ мА, $R = 100$ Ом, $U_e = 100$ мВ
АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ
Анализируется:

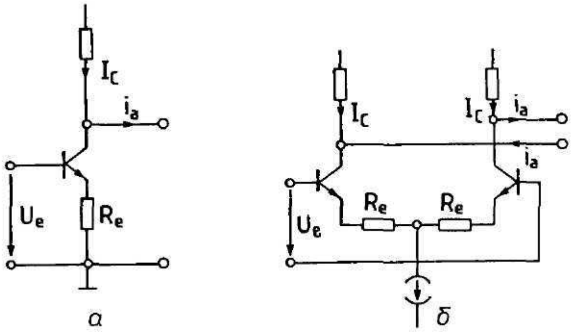


Рис. В.5. Усилительный каскад на одиночном транзисторе (а), дифференциальный усилитель с местной обратной связью (б).

(1) схема с общим эмиттером
(2) дифференциальный усилитель
Ваш выбор ? 2

Дифференциальный усилитель
Ic (мА) = ? 1
Re (Ом) = ? 100
Ue (мВ) = ? 100

Выдаваемый результат:

коэффициент нелинейных искажений по 2-ой гармонике к2 0%
коэффициент нелинейных искажений по 3-ой гармонике к3 .0396071%
коэффициент нелинейных искажений по 4-ой гармонике к4 0%
коэффициент нелинейных искажений по 5-ой гармонике к5 1.67945E-04%
суммарный коэффициент нелинейных искажений .0396075%

Еще один расчет (1)
или закончить (2)
Ваш выбор: ?

Текст программы

```
10 REM *********************************************
20 REM ***Частотный анализ на PHILIPS P-2000 C ***
30 REM ***Имя пользователя **********************
40   REM   *********************************************

50 UT=.02585
100 PRINT CHR$(12):PRINT "АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ":PRINT :PRINT
ПО PRINT "Анализ:":PRINT
120 PRINT "    (1) Эмиттерная схеМа":PRINT
130 PRINT "    (2) Дифференциальный усилитель":PRINT :PRINT
140 ON ERROR GOTO 140:PRINT "     Ваш выбор ";:INPUT И
150 IF И<>1 AND M<>2 THEN PRINT "Недействительно!":GOTO 140
160 IF M=1 THEN GOSUB 1000:GOTO 180
```

```
170 GOSUB 2000
180 GOSUB 3000
190 IF M=1 THEN GOSUB 1500:GOTO 210
200 GOSUB 2500
210 W=SQR(F1*F1+F2*F2+F3*F3+F4*F4+F5*F5)
220 K2=ABS(F2)/W
230 K3=ABS(F3)/W
240 K4=ABS(F4)/W
250 K5=ABS(F5)/W
260 THD=SQR(K2*K2+K3*K3+K4*K4+K5*K5)
270 PRINT TAB(20) CHR$(12):PRINT TAB(20) "Коэффициент
гармоник k2 ";K2*100;"Процент":PRINT
280 PRINT TAB(20) "Коэффициент гармоник k3 ";K3*100;"Процент
":PRINT
290 PRINT TAB(20) "Коэффициент гармоник k4 ";K4*100;"Процент
":PRINT
300 PRINT TAB(20) "Коэффициент гармоник к5 ";K5*100;"Процент
":PRINT
310 PRINT TAB(20) "Суммарный коэффициент нелин.искажений";
THD*100;"Процент":PRINT :PRINT :PRINT
400 PRINT TAB(15) "Еще один расчет (1)":PRINT
410 PRINT TAB(15) "    или закончить (2)":PRINT
420 ON ERROR GOTO 420:PRINT TAB(15) "Ваш выбор:";:INPUT T
430 IF T<>1 AND T<>2 THEN PRINT "Недействительно!":GOTO 420
440 IF T=2 THEN PRINT "В таком случае до следующего раза":
END
450 RUN
1000 PRINT CHR$(12):PRINT "Эмиттерная схеМа":PRINT :PRINT
:PRINT
1010 ON ERROR GOTO 1010:PRINT "Ic (мА) - ";:INPUT IC
1020 IF IC<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!":
GOTO 1010
1025 IC=IC/1000
1030 ON ERROR GOTO 1030:PRINT "Re (Ом) - ";:INPUT RE
1040 IF RE<0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!":
GOTO 1030
1050 ON ERROR GOTO 1050:PRINT "Ue (мВ) - ";:INPUT UE
1055 UE=UE/1000
1060 IF UE<-0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!":
GOTO 1050
1070 GM=IC/UT
1080 X=UE/UT
```

```
1090 RETURN
1500 F1=UT*(C1*X+.75*C3*X^3+.625*C5*X^5)
1510 F2=UT*(.5*C2*X*X+.5*C4*X^4)
1520 F3=UT*(.25*C3*X^3+.3125*C5*X^5)
1530 F4=.125*UT*C4*X^4
1540 F5=.0625*UT*C5*X^5
1550 RETURN
2000 PRINT CHR$(12):PRINT "Дифференциальный усилитель":PRINT
 :PRINT :PRINT
2010 ON ERROR GOTO 2010:PRINT "Ic(мА) - ";:INPUT IC
2020 IF IC<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!":
GOTO 2010
2025 IO=2*IC/1000
2030 ON ERROR GOTO 2030:PRINT "Re (Ом) = ";:INPUT RE
2040 IF RE<0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!":
GOTO 2030
2050 ON ERROR GOTO 2050:PRINT "Ue (мВ) =";:INPUT UE
2055 UE=UE/1000
2060 IF UE<=0 THEN PRINT "Величина должна быть больше 0!!!":
GOTO 2050
2070 GM=IO/UT
20B0 X-UE/UT
2090 RETURN
2500 F1=UT*(C1*X+(3*C3*X^3)/16+(5*C5*X^5)/128)
2510 F2=0
2520 F3=UT*((C3*X^3)/16+(5*C5*X^5)/256)
2530 F4=0
2540 F5=(UT*C5*X^5)/256
2550 RETURN
3000 P=GM*RE:Q=1+P
3010 C1=GM/Q
3020 C2=GM/(2*Q^3)
3030 C3=GM*(1-2*P)/(6*Q^5)
3040 C4=GM*(1-8*P+6*P*P)/(24*Q^7)
3050 C5=GM*(1-22*P+5B*P*P-24*P*P*P)/(120*Q^9)
3060 RETURN
```

В4. Программа «Трансформатор»

По этой программе рассчитываются параметры трансформатора и выпрямителя блока питания (нестабилизированного). Сердечник трансформатора выбирается из расчета потребляемой мощности не более 165 ВА.

В качестве исходных вводятся следующие данные (рис. В6):

выходное постоянное напряжение U_0,

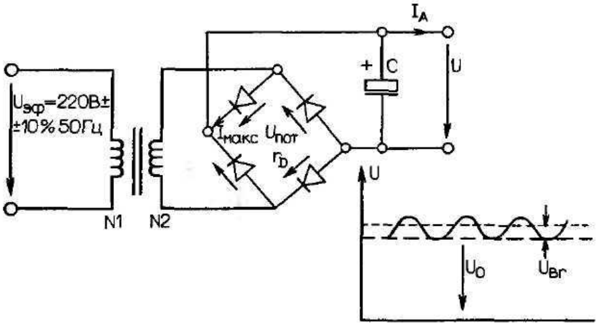


Рис. В.6. Схема блока питания.

выходной ток I_A,

амплитуда напряжения фона U_{Br} (пиковое значение),

падение напряжения $U_{пот}$ на выпрямительном диоде (берется из паспортных данных, например 1,3 В для диода 1N4001–4007 при токе 1 А),

динамическое сопротивление диода r_D (из паспортных данных, обычно 0,04 Ом).

Результат расчета по программе:

тип сердечника, число витков обмоток трансформатора и диаметр проводов (первичной и вторичной обмоток), емкость конденсатора, эффективное значение действительного напряжения фона, мощность рассеяния, повышение температуры трансформатора при полной нагрузке, рекомендуемые предохранители в первичной и вторичной цепях (т. е. максимальный ток при полной нагрузке), периодические броски тока на каждом диоде выпрямителя, ток включения на каждом диоде выпрямителя.

Пример:

Вводные данные для рассчитываемого блока питания принимаем следующими: U_a = 18 В, I_A = 1 А, U_{Br} = 1 В, $U_{пот}$ = 1,3 В, r_D = 0,04 Ом.
Тогда:

выходное напряжение (В)	? 18
выходной ток (А)	? 1
амплитуда напряжения фона (В)	? 1
напряжение на каждом диоде (В)	? 1,3
диодное сопротивление (Ом)	? .04

Выданные данные:

сердечник	M74
первичная обмотка трансформатора	
число витков	1342
диаметр провода (мм)	.25
вторичная обмотка	
число витков	145
диаметр провода (мм)	.7

Дополнительные данные:

емкость электролитического конденсатора (мкФ)	3183.1

напряжение фона (В)	.56
мощность рассеяния (Вт)	7.84
повышение температуры (град)	23.3
предохранитель первичной цепи (мА)	167.8
предохранитель вторичной цепи (мА)	1554
периодичные пики тока (А)	3.032
ток включения (А)	10.356

Еще расчет (Y/N)?

Текст программы

```
5 REH ***********************************************
10 REM ***Расчет части схемы на PHILIPS P-2000 C ***
20 REM ***Имя пользователя *************************
30 REH ***********************************************

50 DEF FNC$(CZ,CS)=CHR$(27)+"Y"+CHR$(CZ)+CHR$(CS)
100 DIM СЕРДЕЧНИК$(8*5),TR(8,7),DR(20,3),Q$(1)
110 СЕРДЕЧНИК$="M42  H55  H65  H74  M85a  M85Ь  M102aM102Ь"
:L-15:R-50
120 FOR I=1 TO 8:FOR J=1 TO 7
130 READ E:TR(I,J)=E
140 NEXT J:NEXT I
150 FOR I-1 TO 20:FOR J-1 TO 3
160 READ E:DR(I,J)=E
170 NEXT J:NEXT I
180 DATA 2.2,0.56,29.7,4,66,162,62.64
190 OATA 7.5,0.68,15.3,3.5,84,260,113.31
200 OATA 19,0.77,9.1,3.2,104,410,167.8
210 DATA 40,0.84,6.1,3,120,540,223.94
220 OATA 58,0.84,5.2,3,118,550,270.09
230 DATA 87.0.87.3.5.3.144.550.343.41
240 DATA 110,0.86,3.7,2.8,138,820,365.16
250 DATA 165,0.88,2.4,2.8,172,820,480.76
260 DATA 0.08.82.0.013
270 DATA 0.1,57,0.02
280 DATA 0.12,40,0.03
290 DATA 0.15.28.0.045
300 DATA 0.18.20.7.0.065
310 DATA 0.2.17.2.0.08
320 DATA 0.25.11.4.0.125
```

```
330 DATA 0.3.8.1.0.18
340 DATA 0.35,6,0.245
350 DATA 0.4,4.7,0.32
360 DATA 0.5,3.08,0.5
370 DATA 0.6.2.17.0.72
380 DATA 0.7,1.64,0.98
390 DATA 0.8.1.25.1.3
400 DATA 0.9,1,1.6
410 DATA 1,0.83,2
420 DATA 1.2,0.59,2.9
430 DATA 1.5,0.39,4.5
440 DATA 2.0.22.8
450 DATA 3.0.11.18
500 PI=4*ATN(1):PRINT CHR$(12)
510 ON ERROR GOTO 510:PRINT TAB(4) "Выходное напряжение (В):
";:PRINT TAB(30);
520 INPUT UW:IF UW<=0 THEN GOTO 510
530 ON ERROR GOTO 530:PRINT TAB(4) "Выходной ток (А):"
;TAB(30);
540 INPUT IO:IF IO<=0 THEN GOTO 530
550 ON ERROR GOTO 550:PRINT TAB(4) "Амплитуда фона (В):";
TAB(30);
560 INPUT UB:IF UB<=0 THEN GOTO 550
570 ON ERROR GOTO 570:PRINT TAB(4) "Напряжение на один диод
(В):";TAB(30);
580 INPUT UD:IF UD<=0 THEN GOTO 570
585 ON ERROR GOTO 585:PRINT TAB(4) "Диодное сопротивление
(Ом):";TAB(30);
587 INPUT RD:IF RD<=0 THEN GOTO 585
589 PRINT :PRINT
600 U0=1.1*(UW+2*UD+UB)
610 RL=U0/IO
620 C=I0/(100*PI*UB)
630 C1=12/(100*PI*RL)
640 IF C<C1 THEN C=C1
650 PT=1.55*U0*I0
660 T=1
670 IF TR(T.1)<PT THEN T=T+1:IF T<=8 THEN GOTO 670
675 IF T>8 THEN PRINT "Мощность для имеющегося
трансформатора слишком велика":GOTO 2170
680  ETA=1+1.55*(TR(T.2)-1)
690 THO=.8
700 TH=THO
```

```
710 GOSUB 780
720 FTH=Y
730 TH=THO*1.0001:GOSUB 780
740 TH1=THO-FTH*(THO-TH)/(FTH-Y)
750 IF ABS((TH1-THO)/TH1)>.01 THEN THO=TH1:GOTO 700
760 TH=TH1
770 GOTO 800
780 Y=2*(SIN(TH)/COS(TH)-TH)*(1+COS(2*TH))/(2*TH-SIN(2*TH))
-ETA
790 RETURN
800 RS=RL*2/PI*(SIN(TH)/COS(TH)-TH)
810 UT=U0/(SQR(2)*COS(TH))
820 N1=220*TR(T,3)
830 N2=UT*TR(T.3)
840 DI=SQR(4*(PT/220)/(PI*TR(T,4))):GOSUB 870:
D1=DM:DN1=D
850 DI=SQR(4*IO/(PI*TR(T,4))):GOSUB 870:D2=DM:DN2=D
860 GOTO 940
870 D=1
880 IF DR(1.1)>=DI THEN GOTO 920
890 IF DR(20,1)<DI THEN PRINT "Сварочные трансформаторы
не рассчитываются":GOTO 2170
900 IF DR(D,1)<DI THEN D=D+1:GOTO 900
910 IF SQR(DR(D,1)*DR(D-1,1))>DI THEN D=D-1
920 DM=DR(D,1)
930 RETURN
940 R1=.0000241*TR(T,5)*4*N1/(D1*D1*PI)
950 R2=.0000241*TR(T,5)*4*N2/(D2*D2*PI)
960 AR=(TR(T,6)-N1/DR(DN1,2)-N2/DR(DN2,2))/TR(T,6)
970 IF AR<.05 THEN T=T+1
980 IF T>8 THEN PRINT "Требуемый объем обмотки больше
максимального имеющегося n!":GOTO 2170
990 IF AR<.05 THEN GOTO 680
1000 RS1=R2+(1+R1)*(UT*UT/(220*220))+2*RD
1010 IF ABS(1-2/PI*(SIN(TH)/COS(TH)-TH)*RL/RS1)<1.01 THEN
GOTO 2000
1100 THO=TH
1110 TH=THO
1120 GOSUB 1190
1130 FTH=Y
1140 TH=THO*1.0001:GOSUB 1190
1150 TH1=THO-FTH*(THO-TH)/(FTH-Y)
```

```
1160 IF ABS((TH1-TH0)/TH1)>.001 THEN TH0=TH1:GOTO 1110
1170 TH=TH1
HBO GOTO 1210
1190 Y=2/PI*(SIN(TH)/COS(TH)-TH)-RS1/RL
1200 RETURN
1210 GOTO 810
2000 PRINT CHR$(12)
2010 PRINT TAB(L); "Сердечник:";TAB(R+1); MID$(СЕРДЕЧНИК$
,(T-1)*5+1,5)
2020 PRINT:PRINT TAB(L) "Первичная обмотка:"
2030 PRINT TAB(L) "Витков:";TAB(R); INT(N1+.5)
2040 PRINT TAB(L) "Диаметр (MM):";TAB(R); 01
2050 PRINT:PRINT TAB(L); "Вторичная обмотка:"
2060 PRINT TAB(L) "Витков:";TAB(R) INT(N2+.5)
2070 PRINT TAB(L); "Диаметр (MM):";TAB(R); D2
2080 PRINT:PRINT:PRINT TAB(L); "Дополнит. данные:"
2084 PRINT:PRINT TAB(L); "Конденсатор заряда (мФ):";
TAB(R); INT(C*100000000#+.5)/100
2090 PRINT TAB(L); "Напряжение фона (В):";TAB(R);:
UBR-U0*(PI/2-TH)/(SQR(2)*100*PI*C*RL)
2095 PRINT INT(100*UBR+.5)/100
2097 PVER=INT(IO*UO*(1/ETA-1)*100+:5)/100
2100 PRINT TAB(L); "Мощность потерь (ВТ):";TAB(R); PVER
2105 PRINT TAB(L); "Повышение температуры (град):";TAB(R);
INT(10000*PVER/(1.5*TR(T.7)))/10
2110 IT-I0*SQR(PI/4)*SQR(2*TH+TH*COS(2*TH)-1.5*SIN(2*TH))/
(SIN(TH)-TH*COS(TH))
2120 IT1=IT*UT/220
2130 PRINT TAB(L); "Предохранитель первичной цепи (мА):";
TAB(R); INT(10000*IT1+.5)/10
2140 PRINT TAB(L); "Предохранитель вторичной цепи (мА):";
TAB(R); INT(10000*IT+.5)/10
2150 PRINT TAB(L); "Периодич. пики тока (А):";
TAB(R);:IS=I0*PI/2*(1-COS(TH))/(SIN(TH)-TH*COS(TH))
2155 PRINT INT(IS*1000+.5)/1000
2160 PRINT TAB(L); "Ток включения (А):";TAB(R);
INT(UT*SQR(2)/RS*1000+.5)/1000
2170 PRINT :PRINT TAB(L); "Еще один расчет (Y/N) ";
21B0 ON ERROR GOTO 2170:INPUT Q$
2190 IF Q$-"Y" THEN GOTO 500
2200 PRINT "В таком случае до следующего раза"
```

Литература

Линейные системы

[2.1] Kraus, C: Ubertragungstechnik I. Technische Hochschule Wien 1974.
[2.2] Holbrook, J. G.: Laplace-Transformation. Vieweg-Verlag, Braunschweig 1973.
[2.3] Doetsch, G.: Tabellen zur Laplace-Transformation. Springer-Verlag, Berlin 1947.
[2.4] Bartsch, H J.: Mathematische Formeln. VEB-Fachbuchverlag, Leipzig 1973.
[2.5] Webers, J.: Tonstudiotechnik. Franzis-Verlag, München 1985.
[2.6] Zwicker, E., Feldtkeller, R.: Das Ohr als Nachrichtenempfanger. S. Hirzel-Verlag, Stuttgart 1967.
[2.7] Schuchmann, H.: Eigenschaften und Stabilitat aller Gegenkopplungsarten. Elektronik, 1983/5 und 1983/6.
[2.8] Schone, P. u. a.: Genügt eine Bandbreite von 15 kHz fur elektroakustische Ubertragungssysteme. Rundfunktechn. Mitteilungen, 1979/1.
[2.9] Cabot, R. C u. a.: Detection of Phase Shifts in Harmonically Related Tones. Journal Audio Eng. Soc, 1976/7.
[2.10] Preis, D.: Linear Distortion. Journal Audio Eng. Soc, 1976/5.
[2.11] Kohler, A., Schiffel, R.: Die Gegenkopplung. Funkschau-Arbeitsblatter A3, Funkschau 21/1984.

Нелинейные системы, обратная связь

[3.1] Weiner, D. D., Spina, J. F.: Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits. Van Nostrand Reinhold Co., New York 1980.
[3.2] Chen, W.-K.: Active Network and Feedback Amplifier Theory. Hemisphere Publishing Co., Washington 1980.
[3.3] König, H. W.: Frequenzumsetzung. Technische Hochschule Wien, 1970.
[3.4] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag, Berlin 1980.
[3.5] siehe [2.5]
[3.6] Otala, M.: Transient Distortion in Transistorized Audio Power Amplifiers. IEEE Trans. Audio Electroacoustics AU-18, 1970.
[3.7] Garde, P.: Transient Distortion in Feedback Amplifiers. Journ. Audio Eng. Soc. 26/5, 1978.
[3.8] Garde, P.: Slope Distortion and Amplifier Design. Journ. Audio Eng. Soc. 26/9, 1978.
[3.9] Skritek, P., Pichler, H.: A Simple Method for Computation and Detection of Static and Transient Intermodulation Distortions. 61. Convention Audio Eng. Soc, preprint 1425, New York 1978.
[3.10] Skritek, P.: Dynamische Intermodulationsverzerrungen in Audioverstärkern. Elektronikschau, 1980.
[3.11] Black, H.S.: Stabilized Feed-Back Amplifiers. Electucal Engineering, vol. 53, 1934.

Шумы

[4.1] Van der Ziel, A.: Noise. Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J. 1954.
[4.2] Motchenbacher, C. D., Fitchen, F. C: Low-Noise Electronic Design. J. Wiley & Sons, New York 1973.
[4.3] Bittel, H., Storm, L.: Rauschen. Springer-Verlag, Berlin 1971.
[4.4] Müller, R.: Rauschen. Springer-Verlag, Berlin 1979.
[4.5] см. [6.1]
[4.6] см. [5.2]
[4.7] см. [7.1]
[4.8] см. [7.8]
[4.9] см. [8.1]

[4.10] Skritek, P.: Dimensionierung rauscharmer Differenzverstarker-Eingangsstufen. Frequenz 36/Nr. 6, 1982.
[4.11] Hallgren, B. I.: On the Noise Performance of a Magnetic Phonograph Pickup. Journal Audio Engineering Society, Nr. 7/1975.
[4.12] Hoeffelman, J. M., Meys, R. P.: Improvement of the Noise Characteristics of Amplifiers for Magnetic Transducers. Journal Audio Eng. Soc., Nr. 12/1978.
[4.13] Nordholt, E. H., van Vierzen, R. M.: Ultra-Low-Noise Preamplifier for Moving-Coil Phono Cartridges. Journal Audio Eng. Soc., Nr. 4/1980.

Биполярныетранзисторы

[5.1] Gray, P. E., Searle, C.L.: Electronic Principles. J. Wiley and Sons Inc., New York 1969.
[5.2] Schrenk, H.: Bipolare Transistoren. Springer-Verlag, Berlin 1978.
[5.3] см. [3.4]
[5.4] Pötzl, H.: Bauelemente der Nachrichtentechnik II. Technische Hochschule Wien. 1974.
[5.5] Schubert, J.: Rohre und Transistor als Vierpol. AEG-Telefunken, Ulm 1967.
[5.6] Schreiber, H.: Kennen Sie Stromspiegel? Funkschau 26/1983.
[5.7] Rein, H.-M., Ranfft, R.: Integrierte Bipolarschaltungen. Springer-Verlag, Berlin 1980.

Полевые транзисторы

[6.1] Beneking, H.: Feldeffekttransistoren. Springer-Verlag, Berlin 1973.
[6.2] siehe [5.4]
[6.3] Evans, A. D.: Designing with Feld-Effect Transistors. McGraw-Hill, New York 1981.
[6.4] см. [5.1]
[6.5] см. [3.4]
[6.6] Siliconix. Small Signal FET Design Catalog. 1983.
[6.7] Khan, A. A., Singh, L.: A New Integrable Composite Circuit with Improved FET-like Characteristics. IEEE Journal Solid-State Circuits, vol. SC-20/no. 2, April 1985.
[6.8] Dielman, A. H.: FET-Theorie. RPB-Electronic-Taschenbuch 1972, Franzis,' Munchen 1978.
[6.9] Siemens: SIPMOS Kleinsignaltransistoren 1986.

Операционные усилители

[7.1] Graeme, J. G., Tobey, G. E., Huelsman, L. P.: Operational Amplifiers – Design and Applications. McGraw-Hill Book Co., New York 1971.
[7.2] Graeme, J. G.: Designing with Operational Amplifiers- Application Alternatives. McGraw-Hill Book Co., New York 1977.
[7.3] Hochmair, E.: Schaltungstechnik elektronischer Gerate. Technische Universität Wien, 1975.
[7.4] см. [3.4]
[7.5] Nührmann, D.: Operationsverstärker-Praxis. Franzis-Verlag, Munchen 1980.
[7.6] Patzelt, R.: Elektrotechnische Meßkunde. Technische Universitat Wien, 1974.
[7.7] Zirpel, M.: Operationsverstärker. Franzis-Verlag (Serie: „Das kleine Praktikum"), München 1977.
[7.8] Jung, W.G.: IC Op-Amp Cookbook. Howard W. Sams & Co., Indianapolis 1981.
[7.9] Hirschmann, D.: Operationsverstarker-Anwendung. RPB-Electronic Taschenbücher, 65. Franzis'München 1984.
[7.10] Dale, D P. E.: The LinCMOS™ Design Manual. Texas Instruments 1985.
[7.11] Soloman, J. E.: The Monolithic Amplifier A Tutorial Study. IEEE Journal of Solid-State Circuits. SC-9/6, 1974.
[7.12] Soliman, A.M.: Phase/Magnitude Compensated Amplifiers. Div. Veroffentlichungen in Frequenz 1986/3, 1986/6, 1983/6, 1982/12, 1980/8: IEEE Circuits and Systems Magazine 1983/6. 1981/1; Journal Circuit Theory and Application vol. 11/1983.
[7.13] Schiffel, R.: Der Operationsverstarker Grundlagen. Funkschau-Arbeitsblätter A2. Funkschau 18, 19, 20, 21/1984.

Управляемые операционные усилители

[8.1] N.N.: Linear Databook. National Semiconductor, 1982.
[8.2] N.N.: NE 5517. Valvo Technische Informationen.
[8.3] Geiger, R. L., Sanchez-Sinencio, E.: Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers; A Tutorial. IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1/No. 2, März 1985.

Предварительные усилители с равномерной АЧХ

[9.1] см. [7.1]
[9.2] см. [7.2]
[9.3] N. N.: Schaltungsunterlagen Fa. Revox, Tandberg, Technics.
[9.4] см. [5.1]
[9.5] см. [4.4]
[9.6] Bohn, D. u. a.: Audio Handbook. National Semiconductor. Fiirstenfeldbruck 1976.
[9.7] Bohn, D. u. a.: Linear Applications Handbook. National Semiconductor, Santa Clara 1982.
[9.8] см. [6.3]
[9.9] Nordholt, E. H., Van Vierzen, R. M.: Ultra-Low-Noise Preamplifier for Moving-Coil Phono Cartridges. Journal Audio Eng. Soc, 28/4, April 1980.
[9.10] Kämmer, H.W.: Hifi-Vorverstärker. Funkschau 17/1981.
[9.11] Osburg, G.: Ein gleichspannungsgekoppelter Vollverstarker für hohe Anspruche. Funkschau 1/1979.
[9.12] Winter, M.: Hifi in „Doppel-Super-Servo"-Technik. Funkschau 7/1981.

Корректирующие усилители

[10.1] см. [9.6]
[10.2] см. [9.7]
[10.3] Lipshitz, S. P.: On RIAA Equalization Networks. Journal Audio Eng. Soc, vol. 27/no. 6, Juni 1979.
[10.4] Skritek, P.: Optimierung von Entzerrernetzwerken. Diplomarbeit Technische Universitat Wien, 1977.
[10.5] Walker, H.P.: Low-Noise Audio Amplifiers. Wireless-World, May 1972.
[10.6] Hood, J.L.L.: Modular Preamplifiers. Wireless World, Okt. 1982.
[10.7] N. N.: Phono-Entzerrerverstarker mit dem Operationsverstarker NE 542. Valvo Techn. Informationen 78 08 03, August 1978.
[10.8] Skritek, P.: RIAA-Entzerrer-Dimensionierung. Internal. Technisches Magazin. Heft 6 1981.
[10.9] Van Bommel, P.: Die Entzerrung in der magnetischen Schallaufzeichnung. Agfa-Gevaert, Leverkusen 1973.
[10.10] Jorgensen, F.: The complete handbook of Magnetic Recording. Tab-Books, Blue Ridge Summit, 1980.
[10.11] N.N.: Revox A77 Service-Anleitung.
[10.12] N.N.: Revox A700 Schaltungssammlung.
[10.13] N.N.: National Semiconductor. New Data Update 11, August 1984.
[10.14] Hoeffelman, J. M., Meys, R. P.: Improvement of the Noise Characteristics of Amplifiers for Magnetic Transducers. Journal Audio Eng. Soc, vol. 26/no. 12, Dez. 1978.
[10.15] Hallgren, B. I.: On the Noise of a Magnetic Phonograph Pickup. Journal Audio Engineering Society, vol. 23/7, Sept. 1975.
[10.16] Dickreiter, M.: Schule für Rundfunktechnik. Handbuch der Tonstudiotechnik. K. G. Saar, Miinchen 1979.
[10.17] Schüßler, H. W.: Netzwerke, Signale und Systeme. Bd. 1 Systemtheorie. Springer-Verlag, Belin 1981.
[10.18] N.N.: NEC Integrated Circuits for Consummer Use, 1983.
[10.19] Jung, W.G.: Topology Considerations for RIAA Phono Preamplifiers. AES-preprint no. 1719, Okt. 1980.

[10.20] Scholtz, E: Hifi-Vorverstärker, Funkschau 24/1985.
[10.21] Loos, W.: Tonabnehmer für die Schallplattenwiedergabe. RPB electronic-taschenbiicher. Franzis', München 1983.

Регуляторы тембра

[11.1] Baxendall, P.J.: Negative Feedback Tone Control-Independent Variation of Bass and Treble Without Switches. Wireless World, vol. 58/10, 1952.
[11.2] см. [9.6]
[11.3] Malvar, H. S.: Active-RC Variable Equalizers with Minimum Number of Operational Amplifiers. IEEE Transactions CAS-30/7, 1983.
[11.4] Jahn, G.: Equalizer- Baustein. Funkschau 26/1978.
[11.5] N.N.: Signetics Integrated Circuits Data Book 1983.
[11.6] Köhler, A., Schiffel, R.: Die Klangregelung im NF-Verstärker. Funkschau 23/1984 und 24/1984.
[11.7] Weidner, L.: Die „gehörrichtige Lautstarkeregelung" ist nur selten gehorrichtig. Funkschau 4/1978.
[11.8] Lee, M.: A New Computer-Controlled Graphic Audio Equalizer IC. IEEE-Transactions on Consumer Electronics, CE-30/4, Nov. 1984.
[11.9] N.N.: Graphik-Equalizer. Elrad-Special 1, 1979.
[11.10] Thomas, M.: Tunable Audio Equalizer. Wireless World, Sept. 1978.
[11.11] N.N.: SGS-Ates Audio, Radio and TV-Circuits, 1983.
[11.12] N.N.: Signetics Analog Data Manual 1983.
[11.13] Greiner, R. A., Schoessow, M.: Design Aspects of Graphic Equalizers. Journal Audio Eng. Soc, 6/1983.
[11.14] Bohn, D.: Constant-Q Graphic Equalizens- Journal Audio Eng. Soc, 9/1986.
[11.15] Achterberg, H.: Integrierte Schaltungen zur Aufbereitung von Fernseh- Stereo- und Fernsex-Zweiton-Signalen. Valvo Technische Information 83 05 27.

Электронные коммутаторы и регуляторы громкости

[12.1] см. [3.4]
[12.2] см. [5.3]
[12.3] N.N.: Die integrierten Analogschalter TDA 1028 und TDA 1029. Valvo Techn. Informationen 78 05 30, 1978.
[12.4] Eckert, W., Kilian, E.-A.: Wirkungsweise und Anwendung elektronischer Steller und Schalter. Funk-Technik 38/9-12 und 39/1-2, 1983 und 1984.
[12.5] Pichler, H., Skritek, P., Seebacher, M.: Prinzipien und Realisierungsformen digital steuerbarer Abschwächer. Funkshau 24/1979.
[12.6] N.N.: Data Acquisition and Conversion Handbook. Intersil, 1980.
[12.7] N.N.: Audio Digital IC Data Book. Toshiba, 1983.
[12.8] Sugawara, T., Yamada, H.: A Volume and Frequency Response Control IC for Audio. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dez. 1980.
[12.9] Sato, M. u.a.: A Volume and Tone Control IC for Hi-Fi Audio. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dez. 1981.
[12.10] Malvar, H.S.: Electronically Controlled Active-C Filters and Equalizers with OTAs. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Juli 1984.
[12.11] N. N.: Integrated circuits Databook. Analog Devices 1984.
[12.12] см. [6.3]
[12.13] Czarnul, Z.: Design of Voltage-Controlled Linear Transconductance Elements with a Matched Pair of FET-Transistors. IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-33, Oktober 1986.
[12.14] Eckert, W., Kilian, E.-A.: Elektronische Steller und Schalter. Funkschau 6/1984.
[12.15] Eckert, W., Kilian, E.-A.: D. C.-controlled audio functions. Philips Technical Publication 061.
[12.16] Baskind, D. u. a.: The Design of a high-performance Voltage Controlled Attenuator. 64th AES-Convention preprint no. 1555, New York 1979.
[12.17] Scholz, E.: Aktiver Abschwächer in Studioqualität. Funkschau 19/1985.

[12.18] Frey, D.R.: The OVCE, A Generalized Circuit Block. Proceedings of ISCAS '84.
[12.19] Nieri, R., Orlando, R.: Design mit dem E^{2}POT. Elektronikindustrie 10/1986.
[12.20] Braach, B.: Automatische Verstärkungsregelung – Stromspiegel. Funkschau 14/1983.
[12.21] N. N.: dbx-System. Technics technical reference manual.
[12.22] Shinohara, K. u.a.: The Development of Bipolar ICs for dbx Noise Reduction System. IEEE Transactions on Consumer Electronics, CE-28/4, 1982.
[12.23] Loser, P.: Lautstärkeregelung mit CMOS-Digital/Analog-Wandler, Funkschau 5/1980.
[12.24] Taetow, W.: Dynamik im Griff. Funkschau 14/1982.

Усилители мощности

[13.1] Valvo-Transistor-Kompendium Teil III, Niederfrequenzverstärker. Valvo 1970.
[13.2] Tietze. U.. Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik; 3. und 5. Auflage, Springer-Verlag, Berlin 1976 und 1980.
[13.3] N. N.: Integrierte NF-Leistungsverstärkerschaltungen. Valvo Technische Informationen für die Industrie. Mai 1981.
[13.4] Kavanabe, Y.: Non-switching Amplifier. Preprint no. 1421, 1. AES-Convention, Nov. 1978.
[13.5] Tanaka, S.: New Biasing Circuit for Class B Operation. Journ. Audio Eng. Soc. 29/3, Marz 1981.
[13.6] Vanderkooy, K., Lipshitz, St.: Feedforward Error-Correction in Power Amplifiers. Journ. Audio Eng. Soc, 28/1, Jänner 1980.
[13.7] Cherry, E. M.: A Power Amplifier „Improver". Journal Audio Eng. Soc. 29/3, Marz 1981.
[13.8] Blaser, L., Franco, H.: Push-Pull Class-AB Transformerless Amplifiers. IEEE Trans. on Audio, Janner 1964.
[13.9] Göbel, W.: Leistungsverstärker Das Prinzip der Stromentlastung. Funkschau 22/1982.
[13.10] Otala, M., Lammasniemi, J.: Intermodulation Distortion in the Amplifier-Loudspeaker Interface.
[13.11] Cordell, R.: Open-Loop Output Impedance and Interface Intermodulation Distortion in Audio Power Amplifiers. Preprint no. 1537, 64. AES Convention, Nov. 1979.
[13.12] Sano, N. u.a.: High Efficiency Class-A[1] Audio Power Amplifier, Preprint no. 1382, 61. AES-Convention, Nov. 1978.
[13.13] Attwood, B.: Very High Fidelity Quartz Controlled PWM (Class-D) Stereo Amplifier for Consumer and Professional Use. Preprint no. 1331, 59. AES-Convention, Febr. 1978.
[13.14] Siebert, H.P.: Hifi-Verstärker. Hoher Wirkungsgrad. Funkschau 18/1982.
[13.15] Osburg, G.: HiFi-Leistungsendstufe. Funkschau 4/1981.
[13.16] N.N.: Der PWM-Verstärker. Funkschau 2/1977.
[13.17] Wirsum, S.: Verstarkerbau mit integrierten Schaltungen. RPB-331. Franzis-Verlag, München 1983.
[13.18] Oberhaus, U.: HiFi-Stereo-Endverstärker. Funkschau 14/1981.
[13.19] McLoughlin, M.: Current Dumping Review 1, 2. Wireless World. Sept./Okt. 1983.
[13.20] Holman, T.: New Factors in Power Amplifier Design. Journal Audio Eng. Soc, Juli/August 1981.
[13.21] Funasaka, E., Kondou, H.: Feedforward Floating Power Supply. Journal Audio Eng. Soc, vol. 30/5, Mai 1982.
[13.22] Kohler, A., Schiffel, R.: NF-Leistugnsverstarker. Funkschau-Arbeitsblatter. Funkschau 6 und 7/1985.
[13.23] Ruehs, R.G.: High-Power Audio Amplifiers with Short Circuit Protection. Motorola Application Note AN-458, 1972.
[13.24] Zapf, J., Schwenn, R.: Ein okonomisches, vollgeschütztes HiFi-Verstarkerkonzept von 20 W bis 200 W. Funkschau 25/1977.
[13.25] Takahashi, S., Tanaka, S.: Fully Balanced Bridge Amplifier. Journal Audio Eng. Soc, vol. 32/6, Juni 1984.
[13.26] Siebert, H. P.: Kreuzsymmetrische NF-Verstärker „masselos“. Funkschau 4/1985.
[13.27] Kramp, C.-H.: Montage von NF-Leistungstransistoren. Valvo Technische Information 85 02 28.
[13.28] Sax, H.: HiFi im Fernsehgerät. Funkschau 24 und 25/26, 1981.
[13.29] Cordell, R. R.: A MOSFET Power Amplifier with Error Correction, Journal Audio Eng. Soc, vol. 32, no. 1/2, 1984.
[13.30] Giles, M.; Audio/Radio Handbook. National Semiconductor, Santa Clara 1980.
[13.31] Preis, D.: Nominal Resistance of a Complex Impedance. Electronics Letters vol. 22/no. 13. Juni 1986.

[13.32] Hawksford, M.J.: Distortion Correction in Audio Power Amplifiers. Journal Audio Eng. Soc, vol. 29/1, 2, 1981.
[13.33] Rieder, J.: Lautsprecher am Kollektor. Funkschau 2/1986.
[13.34] Nakagaki, H. u. a.: A High-Efficiency Audio Power Amplifier. Journal Audio Eng. Soc, vol. 31/6, Juni 1983.
[13.35] Jensen, J. A.: A New Principle for a High Efficiency Power Audio Amplifier for Use with a Digital Preamplifier. 80. EAS-convention, preprint 2346, Montreux 1986.
[13.36] Sandier, M.: Progress towards a Digital Power Amplifier. 80. AES convention preprint 2361, Montreux 1986.
[13.37] Sandier, M.: Towards a Digital Power Amplifier. 76. AES convention preprint 2135, New York 1984.
[13.38] Peltz, G.: PWM-Endverstärker hoher Leistung fur NF und Gleichstrom. Elektronik 4/1986.
[13.39] Skritek, P.: Kuhlkorper richtig dimensioniert. Praktiker.
[13.40] Jaksch, H.-D.: Berechnung von Halbleiter-Kühlflächen. Funkschau 4/1980.
[13.41] Sampei, T., Ochi, S.: 100 Watt Super Audio Amplifier using New MOS Devices. IEEE Transactions on Consumer Electronics, CE-23/3, August 1977.
[13.42] N.N.: Integrierte Schaltungen fur die Unterhaltungselektronik, Siemens 1983/84.

Способы снижения шумов и помех

[14.1] Skritek, P.: Rauschunterdriickungsverfahren. Vortragsskriptum AES-Usterreich, Inst. f. Nachrichtentechnik, TU Wien, 1981.
[14.2] Bruch, W.: Von der Tonwalze zur Bildplatte 70. Funkschau 19/1983.
[14.3] Skritek, P.: Klangsimulant Elektronische Nachbildung von Tonstorungen. Funkschau 19/1984.
[14.4] N.N.: LM 1894 Datenblatt. National Semiconductor 1984.
[14.5] Mack, W.: NE 572, programmierbarer Analog-Kompander. Valvo Technische Informationen 82 10 30.
[14.6] Dolby, R.M.: An Audio Noise Reduction System. JAES vol. 15/4, 1967.
[14.7] Dolby, R. M.: A 20 dB Audio Noise Reduction System for Consumer Applications. JAES vol. 31/3, 1983.
[14.8] N. N.: dbx-System. Technics technical reference manual.
[14.9] Shinohara, K u. a.: The Development of Bipolar ICs for dbx Noise Reduction System. IEEE Transactions on Consumer Electronics, CE-28/4, 1982.
[14.10] Abbagnaro, L.A.: CX - Mehr Storabstand fur Schallplatten. Funkschau 24/ 1981.
[14.11] Dickopp, G., Schroder, E.: Der Telefunken-Kompander. Rundfunktechnische Mitteilungen 22/2, 1978.
[14.12] Wiedenroth, B.: Highcom-Uberblick und Entwicklungsstand. Funkschau 17/1980.
[14.13] Moortgat-Pick, W., Schiffel, R.: Rauschverminderung bei Tonübertragungen. Funkschau-Arbeitsblatter; 25 26/1984, 1-2/1985.
[14.14] Krause, M.: Probleme bei der hochwertigen Schallübertragung und -Speicherung. Plenarvortrag DAGA '81, VDE-Verlag Berlin 1981.
[14.15] Fasti, H.: Subjektive Beurteilung eines Dolby-B-Kompanders Tagungsband DAGA '80, VDE-Verlag Berlin 1980.
[14.16] Stetter, E.: Die Verwendung des Dolby-B-Verfahrens zur Storabstandsverbesserung bei der FM-Rundfunkiibertragung. NTG-Fachtagung Horrundfunk 4. Fachberichte Band 56, VDE-Verlag Berlin 1976.
[14.17] Loebner, H.: Zur Funktion und Beurteilung von Kompandersystemen. Frequenz 36/7-8, 1982.
[14.18] Landau, H. J.: On the Recovery of a Band-Limited Signal after Instantaneous Companding and Subsequent Band-Limiting. Bell System Techn. Journal, vol. 39/2, 1960.
[14.19] Logan, B. F.; Series Solution of Companding Problems. Bell System Techn. Journal, vol. 62/10, 1983.
[14.20] Duncan, M. G. u. a.: Design Criteria of a Universal Compandor for the Elimination of Audible Noise in Tape, Disc and Broadcast Systems. Journal Audio Eng. Soc, 8/1975.
[14.21] Skritek, P.: Vergleich und Messung von Audio-Kompandern. Kleinheubacher Berichte '85, Fernmeldetechn. Zentralamt Darmstadt 1986.
[14.22] Skritek, P., Hlawatsch, F.: Evaluation of Audio-Compandors in the Time-Frequency Domain. 80.

AES-Convention, preprint 2333, Montreux 1986.
[14.23] Skritek, P.: Unified Compander Measurements by Using a Channel Simulator. Journal Audio Engineering Society, vol. 35/no. 5, 1987.
[14.24] Plenge, G. u.a.: Variable Dynamik Ein Konzept fur verbesserte Versorgung im Horfunk und Fernsehen. NTG-Fachtagung Horrundfunk, Mannheim 1985.
[14.25] Million, A., Krause, M.: Intelligenter automatischer Kompander mit groBen Zeitkonstanten. NTG-Fachtagung Horrundfunk, Mannheim 1985.
[14.26] N. N.: The Highcom broadband compander utilizing the integrated circuit U 401 BR. AEG-Telefunken Semiconductor Information 2.80.
[14.27] Seitz, M., Pletka, H.: Stereo-Kompander. Funkschau 3/1986.
[14.28] DIN 45 526: Magnetbandgeräte fiir Schallaufzeichnung, Eigenschaften und MeBverfahren fur Magnetbandgerate mit Kompandersystemen. Januar 1985.
[14.29] Gravereaux, D. W. u.a.: Reentrant Compression and Adaptive Expansion for Optimized Noise Reduction. Journal Audio Eng. Soc, vol. 33/no. 12, Dez. 1985.

Цифровые системы управления и соединительные шины

[15.1] Schillhof, U. u. a.: Digital Control of Radio and Audio Equipment. Reprints von Philips Electronic Components & Applications.
[15.2] N. N.: I^2C-Bus in consumer applications. Philips Techn. publication 110, 1983.
[15.3] N.N.: I^2C-Bus specification. Valvo/Philips.
[15.4] N. N.: Integrierte Digitalschaltungen für die Unterhaltungselektronik. Valvo Datenbuch 1984.
[15.5] N.N.: D^2B-Specification. Valvo 2/84.
[15.6] Schmidt, W.P.: Bussysteme. Funk-Technik Heft 4/1984.
[15.7] Entwurf „Serial Transmission Format of Linearly Represented Digital Audio Data". AES 3 1985 (ANSI-S4.40-1985).
[15.8] N.N.: TEA 6300 Sound Fader Control Circuit. Development Data Philips 1986.
[15.9] Kaplinsky, C. H.: The D^2B A One Logical Wire Bus for Consumer Applications. IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. CE-27, Feb. 1981.
[15.10] N.N.: I^2S-Bus Specification. Valvo.

Передача звуковых сигналов в цифровой форме

[16.1] Rabiner, L. R., Gold, B.: Theory and Application of Digital Signal Processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1975.
[16.2] Oppenheim, A.V., Schafer, R. W.: Digital Processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs 1975.
[16.3] Holzler, E., Holzwarth, H.: Pulstechnik, Band 1 Grundlagen. Springer-Verlag, Berlin 1975.
[16.4] Trondle, K., Weiß, R.: Einführung in die Puls-Code-Modulation. R. Oldenburg Verlag, 1974.
[16.5] Jayont, N.S., Noll, P.: Digital Coding of Waveforms. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1984.
[16.6] Thomson, D.: Digitale Audiotechnik. Franzis-Verlag, 1983.
[16.7] Kohler, A., Schiffel, R.: Pulsmodulation. Funkschau 15/1983.
[16.8] Persoon, E. H. J., Vandenbulcke, C J. B.: Digital Audio; Examples of the Application of the ASP integrated signal processor. Philips Techn. Rev. 42, no. 6/7, 1986.

Компакт-диск

[17.1] см. [16.6]
[17.2] Webers, J.: Tonstudiotechnik. Franzis-Verlag, Munchen 1985.
[17.3] Nakajima, H. u. a.: Digital Audio Technology. Tab Books, Blue Ridge Summit, 1983.
[17.4] Talambiras, R. P.: D/A-Converters; Some Problems in Producing High-Fidelity Signals. Computer Design 1/1976.
[17.5] Gordon, B. M.: Noise Effects on Analog to Digital Conversion Accuracy. Computer Design 3/1974.
[17.6] N.N.: Keine Angst vor der Compact-Disc. Funkschau 20/1983.

[17.7] Auer, R.: Zusammenstellen eines CD-Programms. Funkschau 15/1986.
[17.8] Nijhof. J.: An Integrated Approach to CD-Players. Electronic Components and Applications, vol. 6/no. 4, 1984.
[17.9] Div. Autoren: Compact Disc. Philips Technical Review no. 6, 1982.
[17.10] Matull, J.: ICs for Compact Disc Decoders. Philips Electronic Components and Applications, May 1982.
[17.11] v.d. Plassche, R.J.: Monolithic 14-bit DAC with 85 dB S/N Ratio. Philips El. Components and Appl, August 1980.
[17.12] Gall, A.: D/A-Umwandlung fur Compact Disc. Funkschau 4/1983.
[17.13] N. N.: Applikationsschriften diverser Hersteller: Analog Devices, Analogic, Burr-Brown, Hitachi, Sony, Toshiba, Valvo, Zeltex.
[17.14] Bakenhus, H.: D/A-Wandler für Audio. Funkschau 13/1981.
[17.15] Skritek, P.: Steilflankige aktive Filter mit FDNRs, Arbeitsblatt 164, Elektronik 9/1984.
[17.16] Lagadec, R. u.a.: High Quality Analog Filters for Digital Audio. 67. AES Convention, New York 1980.
[17.17] Eriksson, H.: An Anti-aliasing Filter for Digital Audio Applications Using Thick-Film Hybrid Technology. Tagungsband Electronica '82, München 1982.
[17.18] N.N.: Hybrides-Tiefpaßfilter PBA 3167, Rifa.
[17.19] Doi, T. T.: Error Correction for Digital Audio Recordings. AES-conference on Digital Audio, 1983.
[17.20] Vries, L.B., Odaka, K.: CIRC The error-correcting code for the CD Digital Audio System. AES-Conference on Digital Audio 1983.
[17.21] Ogawa, H., Immink, K. A.S.: EFM – The Modulation Method for the CD Digital Audio System. AES-Conference on Digital Audio 1983.
[17.22] Odaka, K. u.a.: LSIs for Digital Signal Processing to be used in CD Digital Audio Players. 71. AES Convention, preprint no. 1860.
[17.23] Winkler, D.: CD-ROM in der Praxis. Funkschau 6/1987.
[17.24] Pohlmann, K.: ROM-ancing the clone. Audio (USA), Dez. 1986.
[17.25] N. N.: An Introduction to Compact-Disc-Interactive. New Media Information Center, Philips, Jänner 1987.

Системы записи и передачи сигналов с импульсно-кодовой модуляцией

[18.1] см. [16.6]
[18.2] Nakajima, H., Kosaka, M.: The DAT Conference; its Activities and Results. IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. CE.32/3, August 1986.
[18.3] Ishida, Y. u. a.: On the Development of a Car-use Rotary- Head Digital Audio Tape Recorder. 80. AES-Convention preprint 2318, Montreux 1986.
[18.4] Siebert, H.-P.: Das Magnetband halt Schritt. Funkschau 23/1986.
[18.5] Itoh, Sh. u. a.: Multi-Track PCM Audio Utilizing 8 mm Video System. IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. CE-31/3, August 1985.
[18.6] N. N.: 8 mm Video Conference Recommended Design Standard, Supplement 1, April 1985.
[18.7] N.N.: Technical Report for PCM Multitrack System on the 8 mm Video, April 1985.
[18.8] Plenge, G.: The German DBS Digital Sound Broadcasting System; General Description. 77. AES-Convention preprint 2203, Hamburg 1985.
[18.9] Jakubowski, H., Twietmeyer, H.: The German DBS Digital Sound Broadcasting System; Audio Coding Methods. 77. AES-Convention preprint 2179, Hamburg 1985.
[18.10] Treytl, P.: Digitaler Horfunk fiber Rundfunksatelliten. Informationsbroschiire des Bundesministers fur Forschung und Technologie.
[18.11] Noll, N.: Radio „Ja/Nein". Funkschau 22/1986.
[18.12] N.N.: Technische Richtlinie ARD/ZDF 3R1. Digitaler Satelliten-Rundfunk. Institut fur Rundfunktechnik, Dez. 1984.
[18.13] Jensen, J. A.: A new principle for an all digital preamplifier and equalizer. 80. AES-Konferenz preprint no. 2315, Montreux 1986.

[18.14] N.N.: APU 2470 Audio Prozessor, Firmenunterlage Intermetall.
[18.15] Persoon, E. H. J. u. a.: Digital Audio; Examples of the application of the ASP integrated signal processor. Philips Techn. Review, April 1986.
[18.16] N.N.: ASP sorgt fur guten Ton. Funkschau 18/1987.

Приложение А

[A3.1] Rose, G.: Kleine Elektronik-Formelsammlung. RPB-Taschenbuch 68, Franzis-Verlag, München 1981.
[A3.2] см. [2.4]
[A4.1] Webers, J.: Tonstudiotechnik. Franzis-Verlag, Munchen 1985.
[A5.1] Div. DIN- und IEC-Normen.
[A5.2] Wellers, H.: Schaltzeichensammlung Elektronik. Ginardet-Verlag, Essen 1983.
[A5.3] Fellbaum, G. Loos, W., Fellbaum, K.: HiFi-Technik ohne Ballast. Franzis-Verlag, München 1982.

Приложение В

[B.1] Kremer, H.: Numerische Berechnung linearer Netzwerke und Systeme. Springer- Verlag, Berlin 1981.
[B.2] Mellert, F.-Th.: Rechnergestützter Entwurf elektrischer Schaltungen. Oldenburg-Verlag, Munchen 1981.
[B.3] Skritek, P.: Computerunterstützter Schaltungsentwurf. Technische Universitat Wien, 1984.
[B.4] Motchenbacher, C. D., Fitchen, F. C.: Low-Noise Electronic Design. John Wiley & Sons, New York 1973.
[B.5] Chroma, J.: Harmonic and Intermodulation Distortion in Current-Feedback Bipolar Transistor Amplifiers. Proceedings IEE, Teil G, vol. 128/5, Okt. 1981.
[B.6] Kupferschmidt, K.H.: Netzteilberechnung. Intern. El. Rundschau, 1965/1, 2.

Предметно-именной указатель

Содержание

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Ваши отзывы и замечания о содержании книги, ее оформлении, качестве перевода и др. просим присылать по адресу: 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., д. 2, Изд-во «Мир»

Научное издание

Пауль Шкритек

СПРАВОЧНОЕ РУКОВОДСТВО
ПО ЗВУКОВОЙ СХЕМОТЕХНИКЕ

Методы расчета, способы измерений
разработка схем, цифровая обработка звуковых сигналов

Зав редакцией В. И. Пропой
Ст. научный редактор С. И. Березина
Мл. научный редактор И. А. Гревцова
Художник Ю. С. Урманчиев
Художественный редактор М. Н. Кузьмина
Технические редакторы Е. С. Потапенкова, Т. А. Максимова
Корректор Е. В. Морозова
ИБ № 7293
Сдано в набор 22.06.90. Подписано к печати 21.11.91.
Формат 70 x 100[1] Бумага книжно-журн. Печать офсетная. Гарнитура таймс. Объем 14 бум. л. Усл.печ. л. 36,40. Усл. кр.-отт. 36,73. Уч.-изд.л. 33.51. Изд. № 8/6857. Тираж 100 000 экз. Зак. 757. Цена 18 руб.

Издательство «Мир»
129820, ГСП, Москва, 1-й Рижский пер., 2

Можайский полиграфкомбинат Министерства печати
и массовой информации РСФСР
г. Можайск, ул. Мира, 93.

18 р

ISBN 5-03-001603-1 (русск.)
ISBN 3-7723-8731-4 (нем.)

П. Шкритек

Справочное руководство по звуковой схемотехнике